

[illegible]

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
„КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО”

ФАКУЛЬТЕТ ЕЛЕКТРОНІКИ
КАФЕДРА ПРОМИСЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ

До захисту допущено
Завідувач кафедри
Ю.С. Ямненко
(підпис) (ініціали, прізвище)
„_____” _____ 2019р.

Дипломний проект
на здобуття ступеня бакалавра

з напрямку підготовки 6.050802 Електронні пристрої та системи
(код та назва напрямку підготовки або спеціальності)

на тему Діагностика напівпровідникових перетворювачів

Виконав: студент 4 курсу, групи ДС-51

Топалов Вадим Геннадійович
(прізвище, ім'я, по батькові) _____ (підпис)

Керівник доцент каф. ПЕ, к.т.н., доц. Хижняк Т. А.
(посада, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали) _____ (підпис)

Консультанти: Технічний розділ
(назва розділу) (вчені ступінь та звання, прізвище, ініціали) _____ (підпис)

Рецензент доцент каф. ААЕ, к.т.н. Гармаш О.В.
(посада, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали) _____ (підпис)

Засвідчую, що у цьому дипломному
проекті немає запозичень з праць інших
авторів без відповідних посилань

Студент _____
(підпис)

Київ – 2019 року

ЗМІСТ

Зміст.....	3
Вступ.....	4
1.Основні поняття технічної діагностики.....	5
1.1.Діагностика електротехнічних об'єктів	5
1.2. Особливості діагностування напівпровідникових перетворювачів	7
2.Напівпровідникові перетворювачі як об'єкти діагностики.....	11
2.1.Випрямлячі	11
2.2. Імпульсні регулятори напруги.....	23
2.3. Інвертори.....	28
3.Дослідження імпульсного стабілізатора напруги.....	35
3.1.Принципова схема імпульсного стабілізатора напруги.....	35
3.2.Розрахунок силової частини та системи керування	36
3.3. Моделювання перетворювача.....	46
Висновки	51
Перелік використаної літератури	52

АНОТАЦІЯ

Метою роботи є визначення параметрів, які можна використати для діагностики напівпровідникових перетворювачів. З цією метою необхідно оцінити чутливість певних характеристик перетворювача до зміни параметрів його елементів та структури, для чого доцільно отримати модель перетворювача. База даних щодо поведінки перетворювача є основою для вироблення рекомендацій щодо множини діагностичних параметрів для конкретних типів перетворювачів.

В процесі виконання дипломної роботи було розглянуто типові схеми напівпровідникових перетворювачів та їх моделей в середовищі Simulink, акцентовано увагу на зміні їх характеристик, зокрема діаграм струмів та напруг, при зміні параметрів навантаження та умов керування. Описано основні структурні блоки моделей та вивчено можливості їх зміни з метою імітування тих чи інших несправностей в перетворювачі.

Більш конкретне дослідження виконано для імпульсного стабілізатора напруги – створено модель і досліджено вплив зміни параметрів пасивних елементів (котушка індуктивності, ємність) на вигляд діаграм струмів та напруг перетворювача. Параметри моделі обрано відповідно до виконаних розрахунків

SUMMARY

The purpose of the work is to determine the parameters that can be used to diagnose semiconductor transducers. To this end, it is necessary to evaluate the sensitivity of certain characteristics of the converter to change the parameters of its elements and structure, for which it is advisable to get a converter model. The database on the behavior of the converter is the basis for making recommendations on the set of diagnostic parameters for specific types of converters.

During the implementation of the thesis, the typical schemes of semiconductor converters and their models in the Simulink environment were considered, attention was paid to changing their characteristics, in particular the diagrams of currents and voltages, when changing load parameters and control conditions. The basic structural blocks of models are described and the possibilities of their change are studied in order to simulate certain problems in the converter.

A more specific research was performed for a pulse voltage regulator - a model was created and the influence of the change of parameters of passive elements (inductor coil, capacitance) on the form of diagrams of currents and voltage of the converter was investigated. The parameters of the model are chosen according to the performed calculation.

ВСТУП

Напівпровідникові перетворювачі є невід'ємною частиною більш складних об'єктів – систем електроживлення споживачів, яка працюють на постійному та змінному струмі, систем генерації електричної енергії та узгодження її параметрів з вимогами споживачів.

Розв'язання задачі діагностування напівпровідникового перетворювача передбачає виконання аналізу процесів в перетворювачі на основі діагностичних показників. Тому задача вибору діагностичних параметрів є безумовно актуальною.

Несправність в перетворювачі або зміна параметрів призводить до спотворення форм часових залежностей його струмів та напруг, що дозволяє розглядати їх як діагностичні показники.

З метою виявлення впливу параметрів елементів перетворювачів на вигляд його діаграм струмів та напруг створено модель в середовищі *Simulink* та отримано множину діаграм при зміні параметрів *RL*-ланки.

1. ОСНОВНІ ПОНЯТТЯ ТЕХНІЧНОЇ ДІАГНОСТИКИ

1.1. Діагностика електротехнічних об'єктів

Технічна діагностика охоплює теорію, методи та засоби виявлення та пошуку дефектів електротехнічних об'єктів [10].

Задачею технічної діагностики будь-якого об'єкту є визначення приналежності його поточного стану до класу працездатних чи непрацездатних станів (рис.1.1). Таким чином, в першу чергу здійснюється контроль працездатності об'єкту.

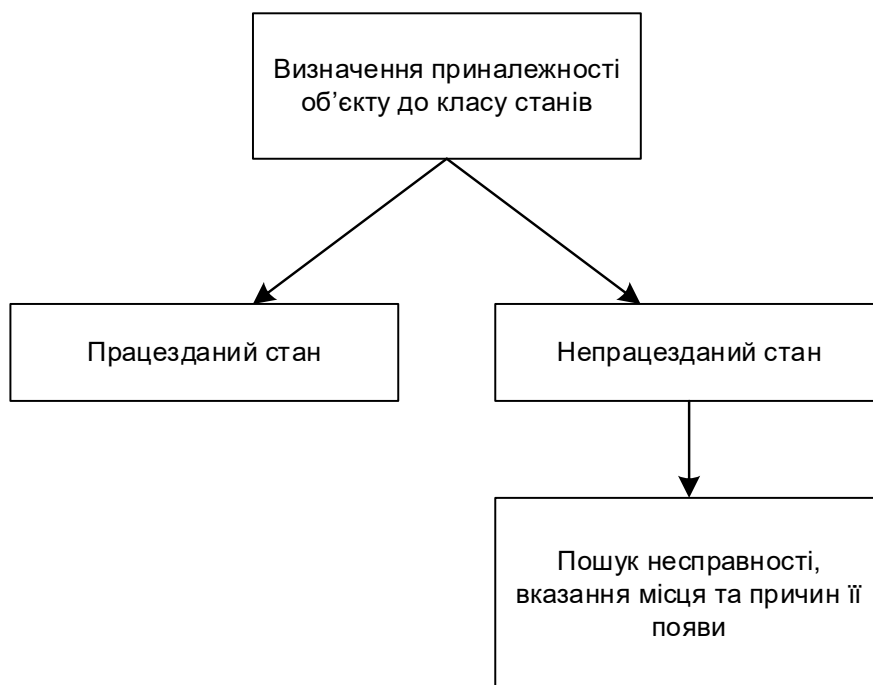


Рис.1.1

Якщо поточний стан об'єкту належить до класу непрацездатних станів, далі здійснюється пошук несправності, визначається місце її виникнення та розглядаються можливі причини її виникнення.

Об'єкт діагностування та засоби, за допомогою яких виконується діагностування його стану, формують систему діагностування.

Класифікація систем діагностування за різними критеріями наведена на рис.1.2.



Рис.1.2.

Таким параметр, як ступінь охоплення системою діагностування об'єкту, визначає швидкість та точність пошуку елементів чи блоків, що призвели до зміни стану об'єкту.

Для переважної більшості об'єктів діагностування, які належать до класу електротехнічних пристроїв, діагностика виконується в процесі їх функціонування, що накладає певні обмеження на принцип роботи систем діагностування.

На відміну від систем тестового діагностування в системах функціонального діагностування немає можливості підбору тестових впливів, які дозволяють виявити конкретний тип дефекту, оскільки множина тестових впливів в цьому випадку визначається алгоритмом функціонування об'єкту. Тому в цьому випадку особливо актуальним є вибір таких методів діагностування, які при обмеженій кількості впливів на об'єкт (або взагалі за відсутності такої можливості) дозволяли б визначати його стан та локалізувати несправності.

Процес діагностування розпочинається зі збору діагностичних даних про об'єкт. З цією метою використовуються зовнішні або вбудовані датчики.

Отримані діагностичні дані можуть бути [10]:

- електричними величинами, що не потребують додаткових перетворень – напруги та струми (постійні та змінні), амплітуди імпульсів струму та напруги, частота змінної синусоїдальної напруги, частота імпульсів струму та напруги, часові інтервали, що характеризують тривалість імпульсів, ємність, індуктивність, опір елементів;
- електричними або неелектричними величинами, що потребують додаткових перетворень – перетворення діагностичних даних має на меті одержання найбільш важливої інформації про об'єкт діагностування;
- величинами, що оцінюються візуально.

Рішення про поточний стан об'єкту діагностування приймається за результатами аналізу діагностичних даних. Аналіз діагностичних даних фактично полягає в порівнянні даних, отриманих для поточного інтервалу часу, з даними, отриманими на попередніх часових інтервалах, даними, що розглядається як номінальні чи початкові, або даними, що відповідають заздалегідь відомим станам об'єкту.

1.2. Особливості діагностування напівпровідникових перетворювачів

Напівпровідникові перетворювачі енергії характеризуються великою різноманітністю схемних рішень та алгоритмів функціонування, функціонування одних їх структурних елементів може суттєво впливати на функціонування інших, структура перетворювача в процесі роботи може змінюватися внаслідок комутації напівпровідникових ключів (повністю керованих або некерованих взагалі), стрибкоподібною зміною струмів та напруг на елементах.

Щоб висунути гіпотези щодо можливих причин відмов, необхідно певним чином описати властивості об'єктів аналізу, тобто побудувати для них моделі.

Моделі умовно можна розбити на нормативні, знакові та діагностичні [11].

Під нормативною моделлю мається на увазі такий опис властивостей об'єкту, який випливає з нормативно-технічної документації. Ця модель являє собою перелік основних параметрів, умов їхнього вимірювання і меж припустимих змін.

Діагностична модель передбачає опис внутрішніх процесів деградації, які протікають в об'єкті та спричиняють виникнення дефектів в елементах, які призводять до виникнення аварійних ситуацій.

Знакова модель відбиває зв'язок між нормативною і діагностичною моделями. Вона може будуватися за результатами аналізу впливу внутрішніх процесів в окремих структурних одиницях на працездатність об'єкту в цілому або шляхом встановлення безпосереднього зв'язку між визначальними і діагностичними параметрами.

У випадку напівпровідникових перетворювачів під дефектом розуміють неприпустимі кількісні зміни параметрів або зміну структурних зв'язків в перетворювачі. Наслідком виникнення дефекту є відмова відповідного елемента або ділянки електричного кола.

В перетворювачах несправності виникають через обриви та короткі замикання в елементах, повільну зміну певного параметру елемента та вихід його за допустимі межі, причому вихід з ладу одного елемента може спричинити порушення розподілу струмів та напруг у справній частині кола і тим самим призвести до виходу з ладу інших елементів внаслідок виникнення перевантажень за струмом та напругою.

Враховуючи блочний принцип побудови сучасних напівпровідникових перетворювачів аналізувати стан напівпровідних ключів, як правило, можна

лише за вихідними струмами та напругами комутатора. Відпрацювання можливих аварійних ситуацій в самих ключах покладається, як правило на їх системи керування, які містять блоки аналізу поточних струмів, напруг, температур елементів та їх регулювання в певних межах в процесі функціонування перетворювача.

Суттєвий вплив на стан перетворювача та правильність його функціонування спричиняють пасивні елементи – резистори, конденсатори, котушки індуктивності, трансформатори, тому важливим етапом діагностування перетворювачів є відстеження стану і цих елементів також.

Як показує статистика відмов елементів силової електроніки [13] на пасивні компоненти припадає більша частина несправностей (рис.1.3).

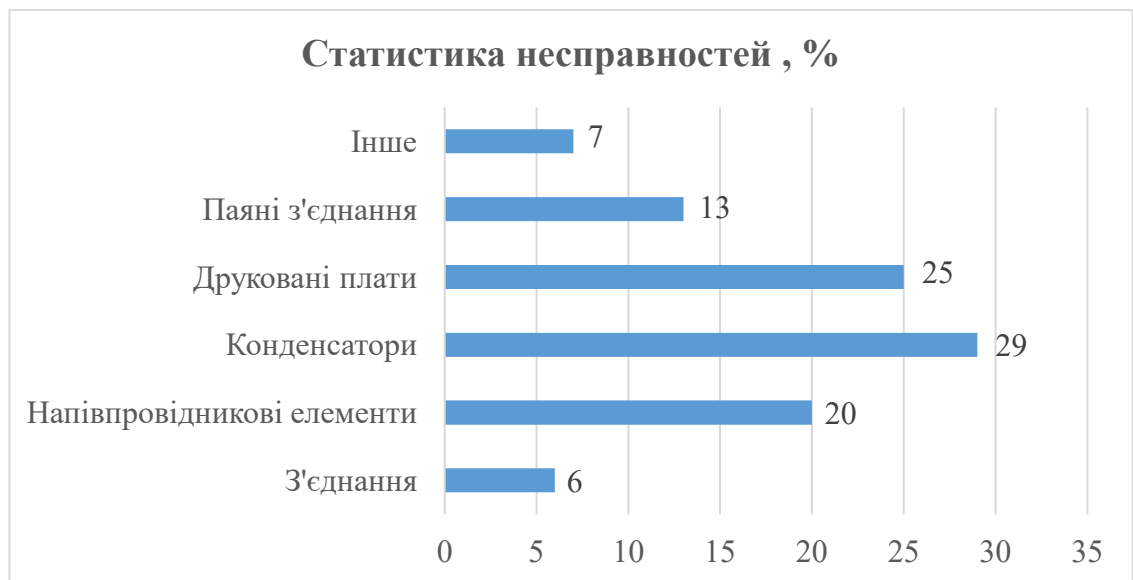


Рис.1.3. Статистика несправностей

Для правильного визначення типу несправності необхідно розуміння як кожен конкретний дефект впливає на значення діагностичних параметрів. Встановлення такого взаємозв'язку дозволить працювати за принципом експертних систем [14].

В експертних системах здійснюється співвіднесення наявних порушень в поведінці об'єкту діагностування та причин їх виникнення з використанням таблиці зв'язків між типами поведінки та діагнозами. При цьому, використовуються наявні знання про структуру об'єкту діагностування та

його слабкі місця, і робиться припущення про можливу несправність чи несправності, найбільш відповідні поточній поведінці об'єкту. В подібних експертних системах використовуються бази даних прецедентів [15]. Як прецедент розглядається опис проблеми в поєднанні з детальним вказанням дій, що були при цьому здійснені. Розв'язок в новій проблемній ситуації здійснюється шляхом знаходження подібного прецеденту в минулому.

Для того, щоб сформувати подібні таблиці зв'язків для напівпровідникових перетворювачів, необхідно сформувати базу даних можливих/імовірних станів перетворювача, значень параметрів його елементів в нормальному (штатному) режимі роботи, передбаченому алгоритмом функціонування, а також в режимах, що відповідають некритичним та критичним змінам параметрів його елементів.

З цією метою доцільно здійснювати моделювання перетворювачів різних типів в різних режимах роботи.

2. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЯК ОБ'ЄКТИ ДІАГНОСТИКИ

Напівпровідникові перетворювачі є невід'ємною частиною більш складних об'єктів – систем електроживлення постійним та змінним струмом, систем генерації електричної енергії, її передачі та узгодження її параметрів з вимогами споживачів.

Перетворювачі параметрів електричної енергії можуть бути класифіковані за різними критеріями (рис.2.1), мають різне функціональне призначення та схемотехнічну реалізацію [10].

Враховуючи різноманітність схем перетворювачів і їх різне функціональне призначення, далі здійснено огляд базових схем напівпровідникових перетворювачів, розглянуті їх основні параметри та характеристики.

2.1. Випрямлячі

Однофазний некерований випрямляч з нульовою точкою та активним навантаженням (рис.2.2) є однією з базових схем, яка забезпечує двопівперіодну випрямлену напругу на навантаженні і є досить простою у своєму виконанні [7].

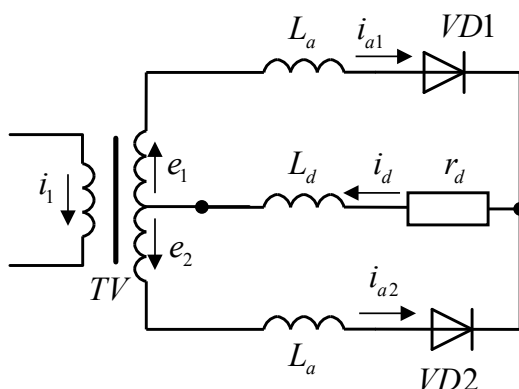


Рис. 2.2. Однофазний випрямляч з нульовим виводом

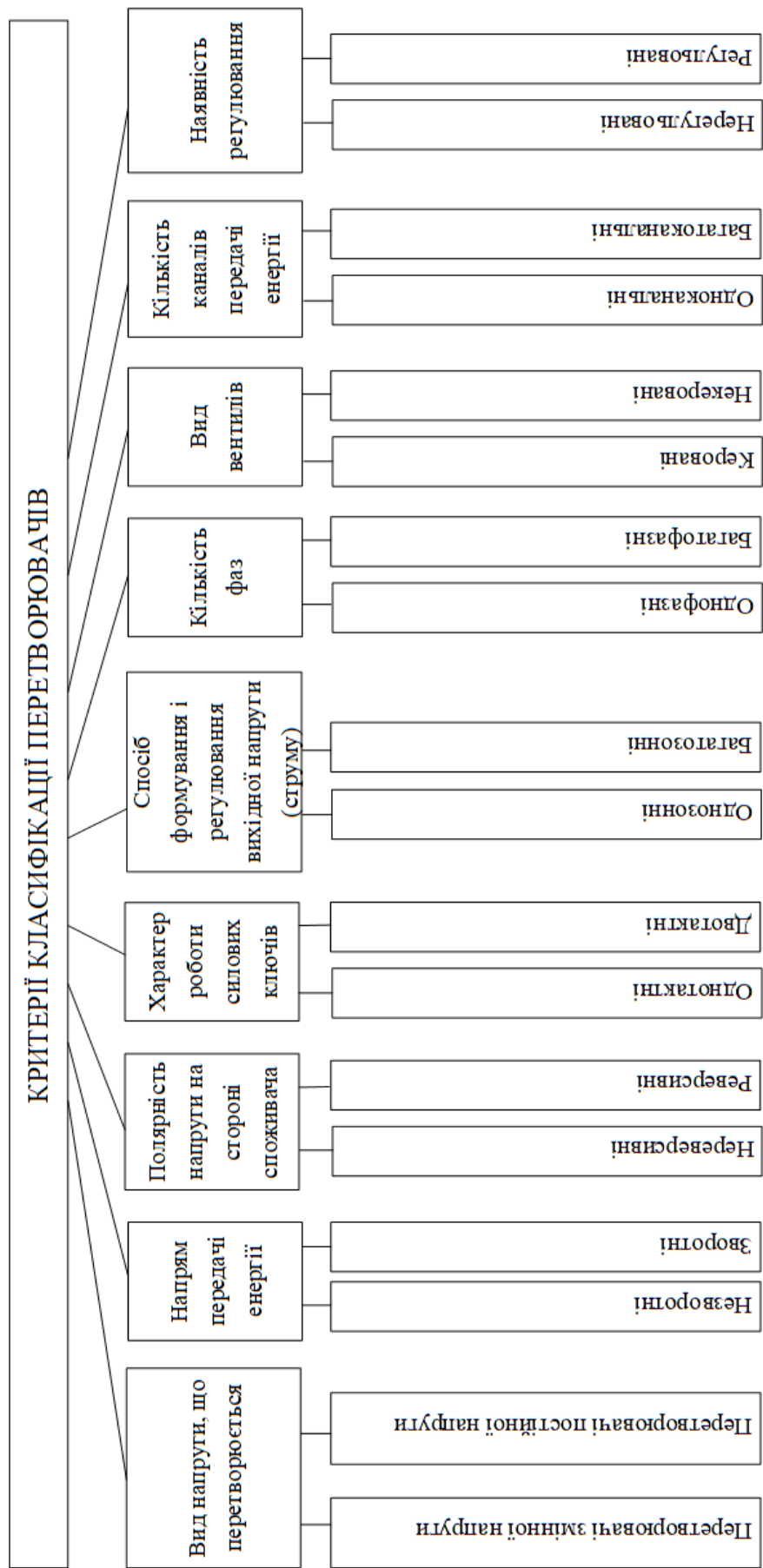


Рис.2.1.

Як видно з діаграм рис.2.3, зміна характеру навантаження та співвідношення між параметрами елементів перетворювача суттєво впливають на форми діаграм його струмів та напруг. Відстеження зміни форми діаграми при зміні параметрів елементів перетворювача або його режиму роботи є основою для здійснення діагностування стану перетворювача.

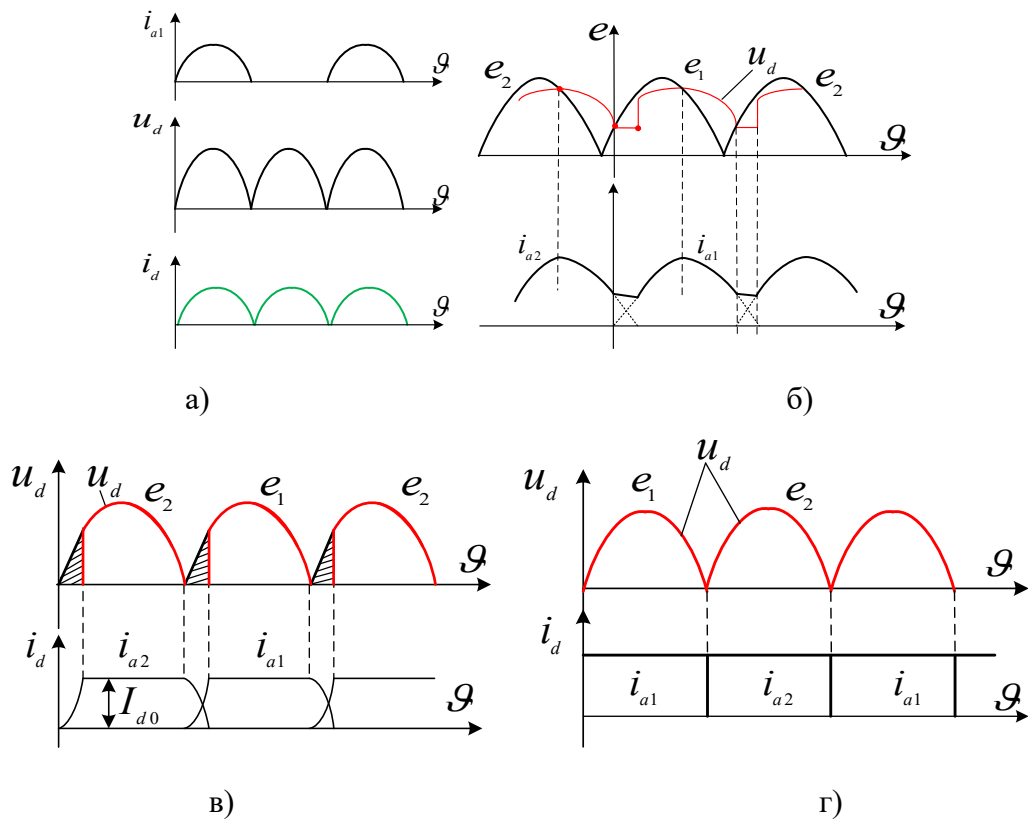


Рис. 2.3. Часові діаграми роботи однофазного некерованого випрямляча: активне навантаження, ідеальні елементи (а); активно-індуктивне навантаження для режиму $r_a=0$, $L_a \neq 0$, $0 < L_d < \infty$ (б); активно-індуктивне навантаження для режиму $r_a=0$, $L_a \neq 0$, $L_d = \infty$ (в); активно-індуктивне навантаження для режиму $r_a=0$, $L_a=0$, $L_d = \infty$ (г)

З метою дослідження роботи перетворювачів при різних змінах параметрів елементів здійснюється їх моделювання, наприклад в середовищі Simulink (рис.2.4), і за допомогою моделі аналізується його робота [1]. При цьому, є можливість змінювати параметри активних та пасивних елементів схеми, імітуючи різні стани перетворювача, в тому числі і аварійні.

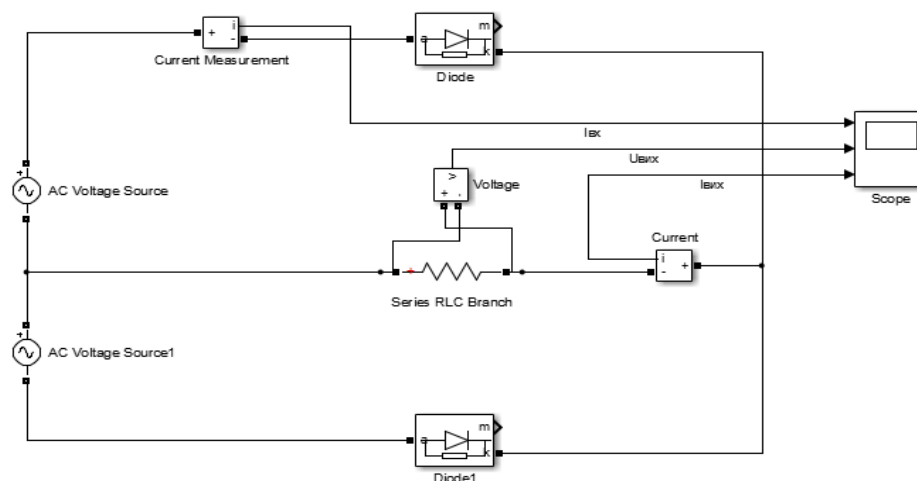


Рис.2.4. Модель однофазного некерованого випрямляча, побудована в Simulink

Вікно налаштувань діода (рис.2.5) дозволяє створити модель достатньо наближеною до реального приладу – врахувати втрати на активному внутрішньому опорі, паразитну індуктивність, задати максимальні значення прямої напруги та ряд інших параметрів.

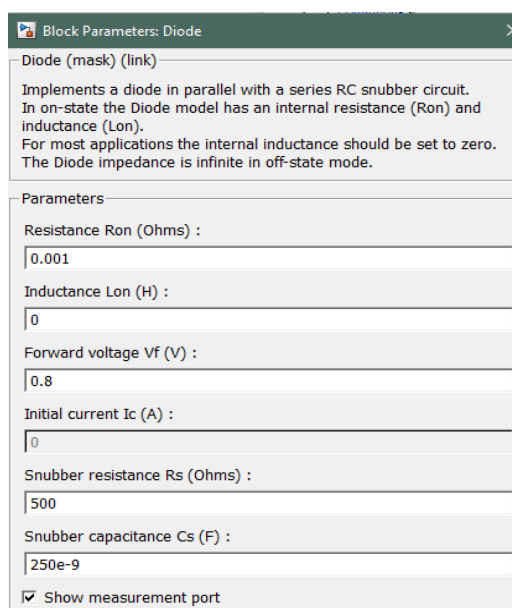


Рис. 2.5. Вікно налаштування діоду

Як видно з діаграм рис.2.6 зміна внутрішнього опору діода призводить до зміни діаграм вихідного струму та напруги випрямляча – зменшується їх амплітуда. Діаграми отримані для випадку зміни внутрішнього опору діода R_{on} з 0,001 Ом до 0,1 Ом. Така суттєва зміна опору може свідчити про виникнення

негараздів з елементом, що може призвести до розвитку аварійної ситуації в перетворювачі.

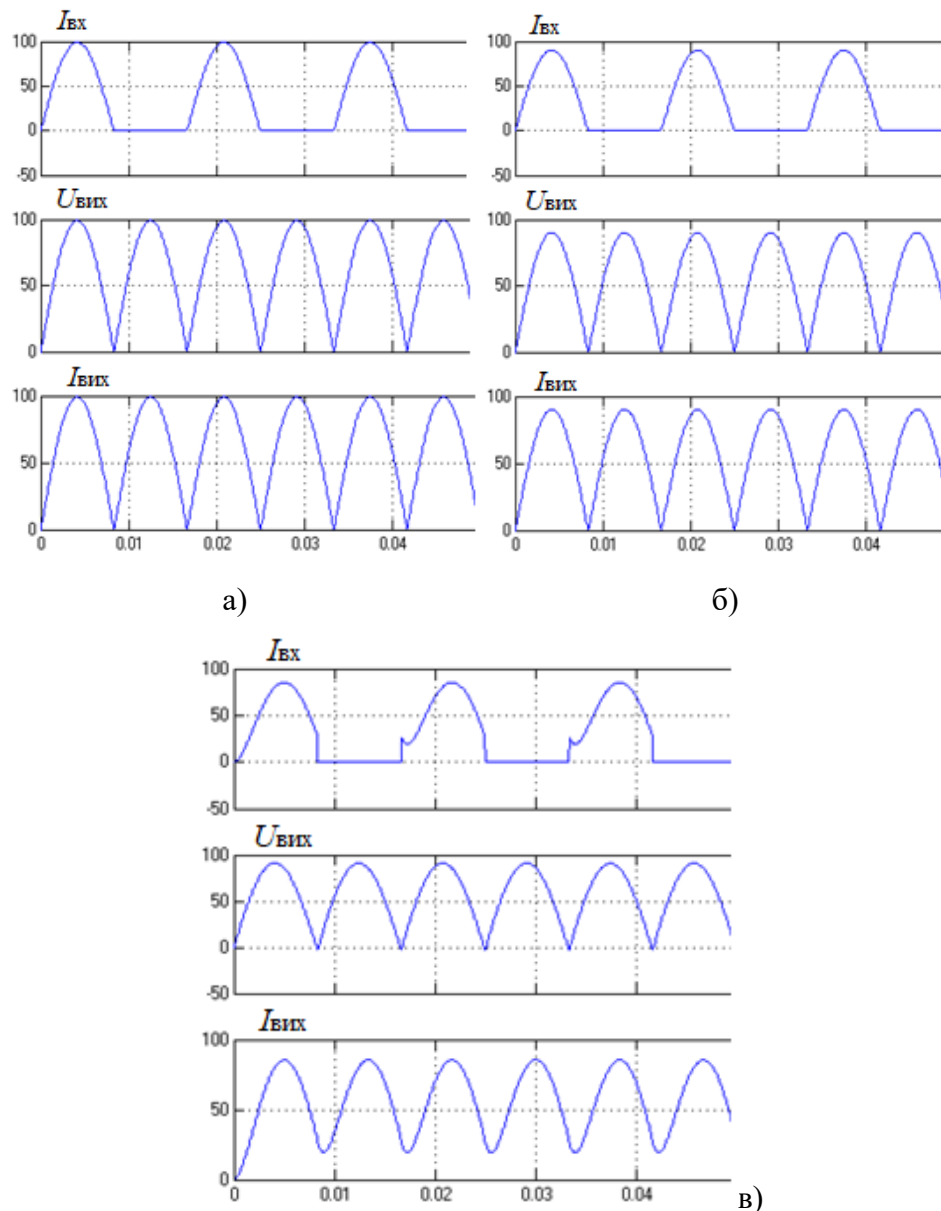
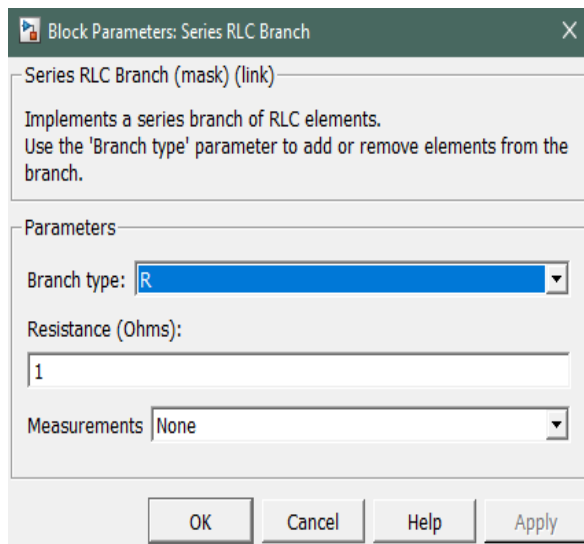


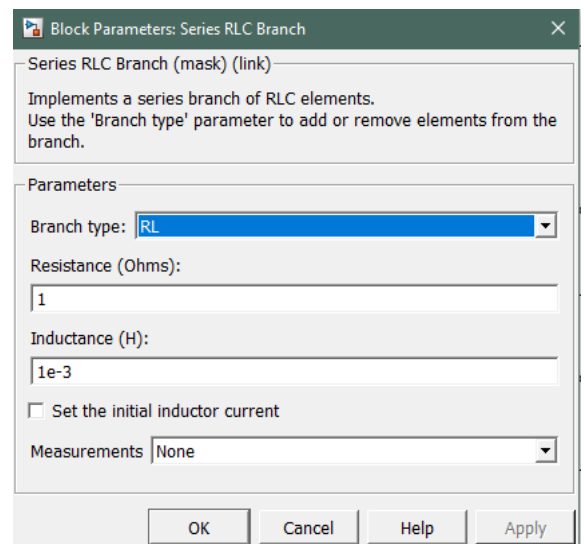
Рис.2.6. Діаграми випрямляча при активному навантаженні для внутрішнього опору діода 0,001Ом (а) та 0,1Ом (б), та при активно-індуктивному навантаженні (в)

Зміна типу навантаження на активно-індуктивне очікувано призводить до зміни форми діаграм випрямляча (рис.2.6.в).

Вибір типу навантаження здійснюється у вікні налаштування елементу RLC Branch (рис.2.7).



а)



б)

Рис.2.7. Вікно налаштування навантаження

Таким чином, враховуючи вплив параметрів схеми на вигляд часових діаграм, діаграми вихідного струму та вихідної напруги можуть бути у випрямлячі використані як діагностичні показники для аналізу змін в перетворювачі.

Враховуючи, що випрямлячі будуються за різними схемами, то й форми діаграм також будуть відмінними від розглянутих для однофазного випрямляча з нульовою точкою.

Часові діаграми вихідного струму та напруги мостового випрямляча для випадку некерованого режиму будуть ідентичними до діаграм, розглянутого вище випрямляча (рис. 2.6.а), а от діаграма струму вторинної обмотки $I_{\text{вх}}$ буде мати вигляд синусоїди. Зміна типу навантаження викличе зміни у формі діаграм (рис.2.8).

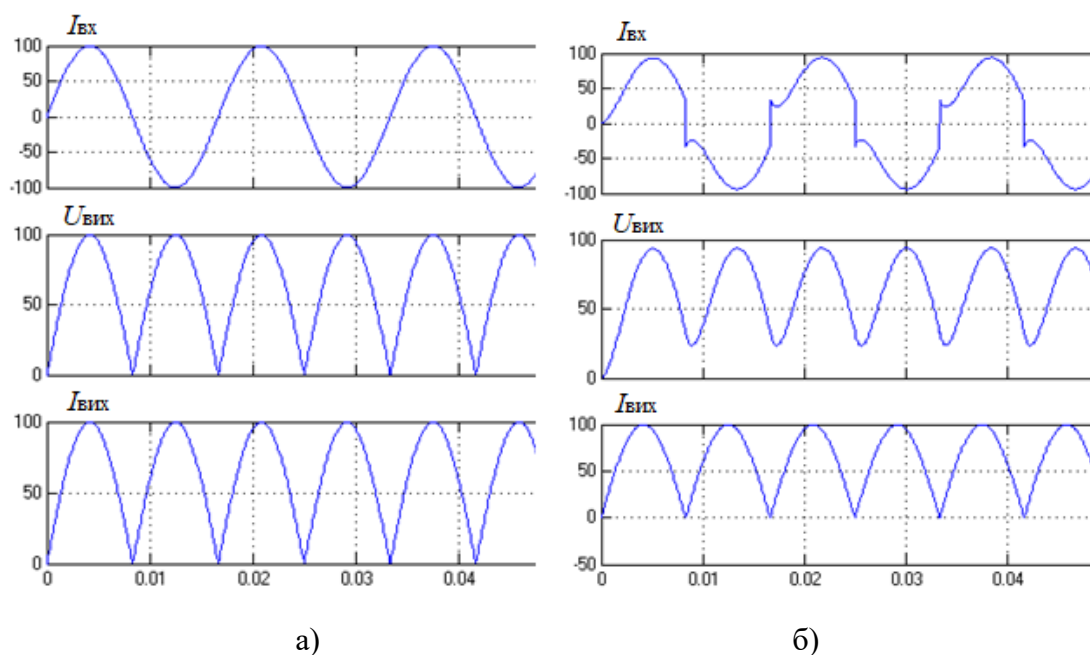


Рис. 2.8. Осцилограми роботи моделі однофазного мостового випрямляча

При моделюванні перетворювача (рис.2.9) тип навантаження буде визначатись параметрами блоку «Series RLC Branch».

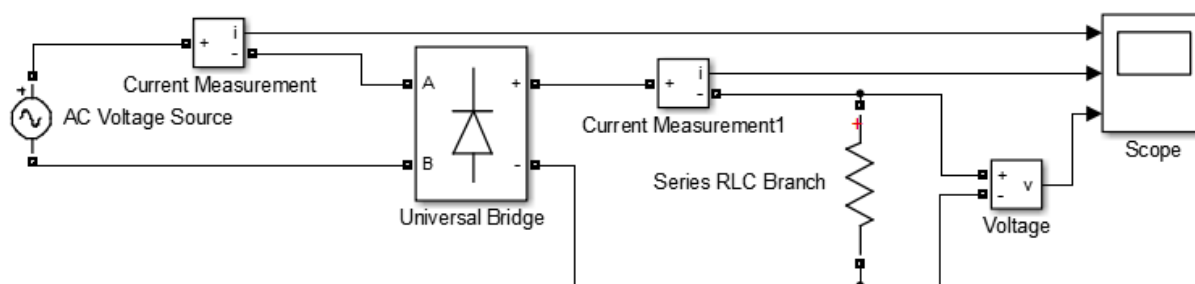
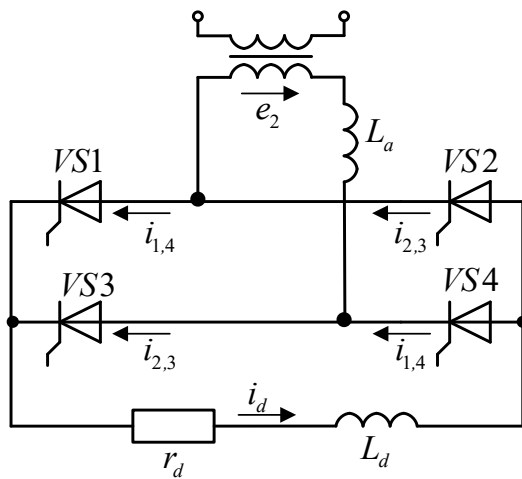


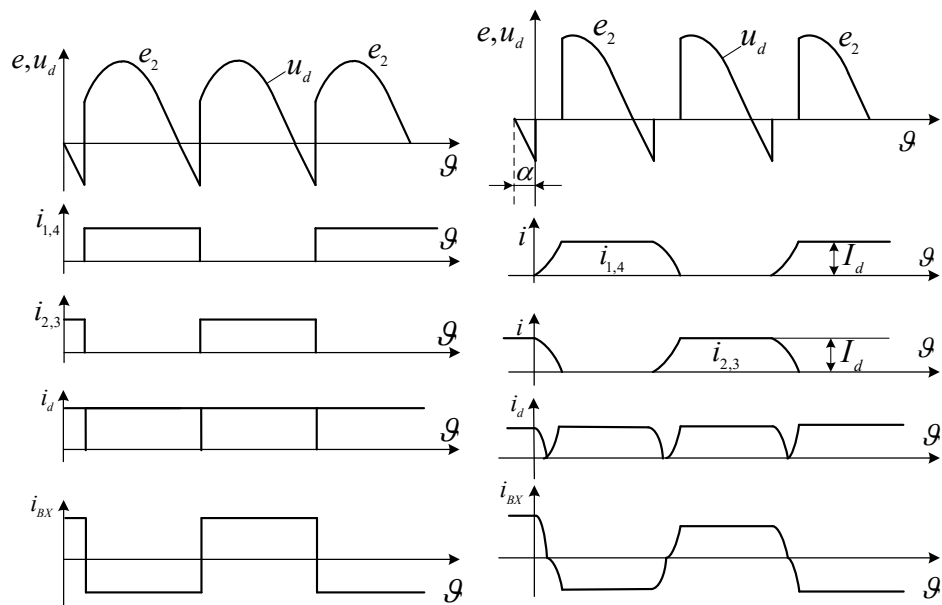
Рис. 2.9. Модель однофазного мостового випрямляча, побудована в Simulink

При застосуванні керування з кутом α , форма діаграм суттєво змінюється (рис.2.10).

Ще більших змін зазнають діаграми у випадку застосування несиметричних схем (рис.2.11.а) – спостерігається додаткова зміна форми діаграм перетворювача (рис.2.11.б,в), порівняно з симетричною схемою.



а)



б)

в)

Рис.2.10. Схема (а) та часові діаграми мостового випрямляча для активно-індуктивного навантаження: для режиму $r_a=0$, $L_a=0$, $L_d=\infty$, $\alpha \neq 0$ (б), для режиму $r_a=0$, $L_a \neq 0$, $L_d=\infty$, $\alpha \neq 0$ (в)

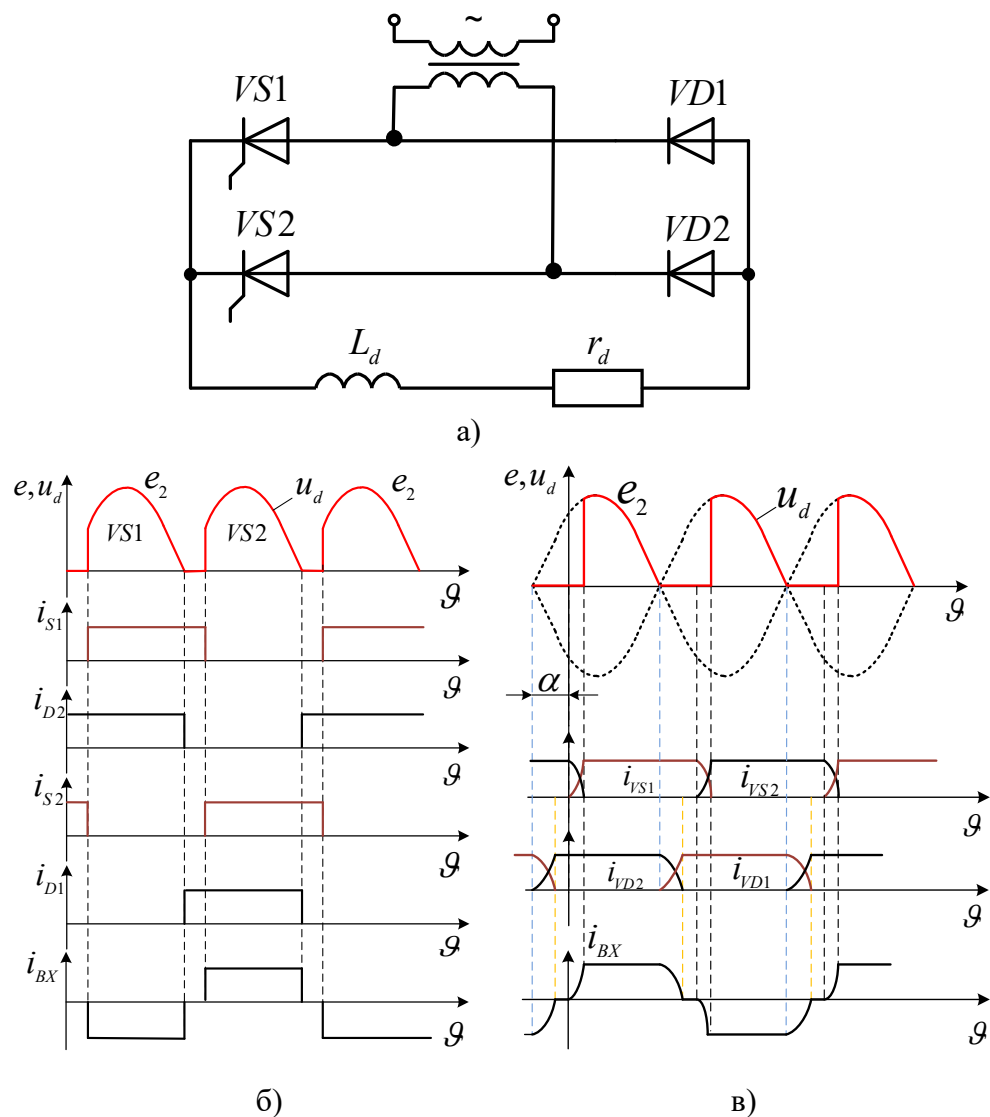


Рис. 2.11. Несиметрична схеми мостового випрямляча при активно-індуктивному навантаженні та її діаграми для режиму $r_a=0, L_a=0, L_d=\infty, \alpha \neq 0$ (б), для режиму $r_a=0, L_a \neq 0, L_d=\infty, \alpha \neq 0$ (в)

Для дослідження трифазного випрямляча було створено його модель (рис.2.12). Вона дозволяє змінювати параметри як джерела живлення, так і навантаження та напівпровідникових ключів.

Налаштування типів венти́лів (діоди чи тиристори) та їх кількості здійснюється за допомогою вікна елементу Universal Bridge (рис.2.13).

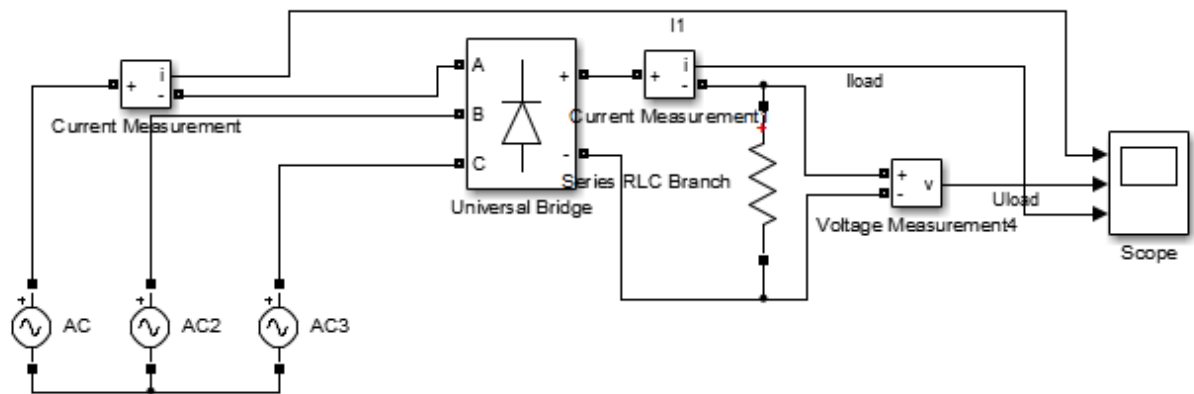


Рис. 2.12. Модель трифазного некерованого мостового випрямляча, побудована в Simulink

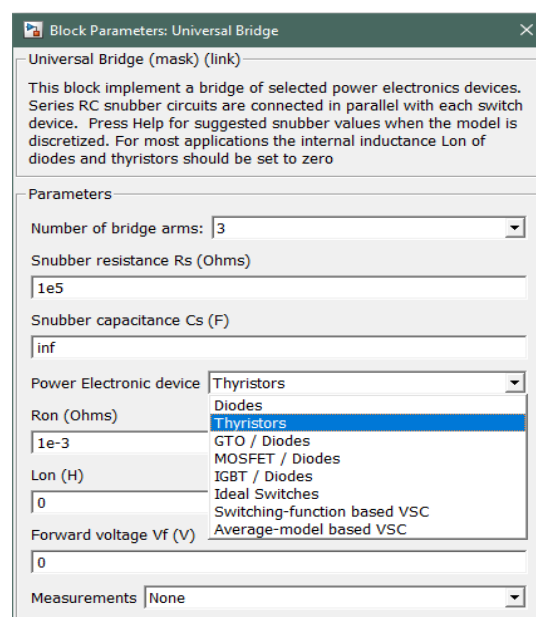
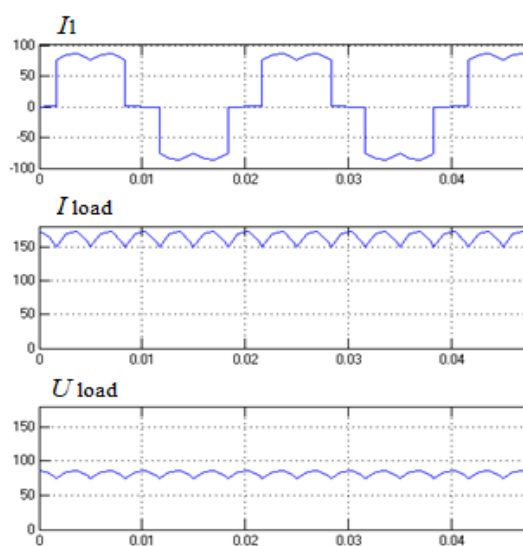
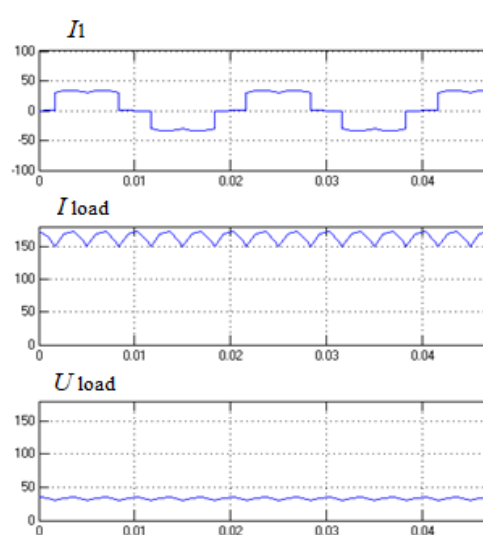


Рис. 2.13. Параметри блоку Universal Bridge в моделі трифазного керованого випрямляча

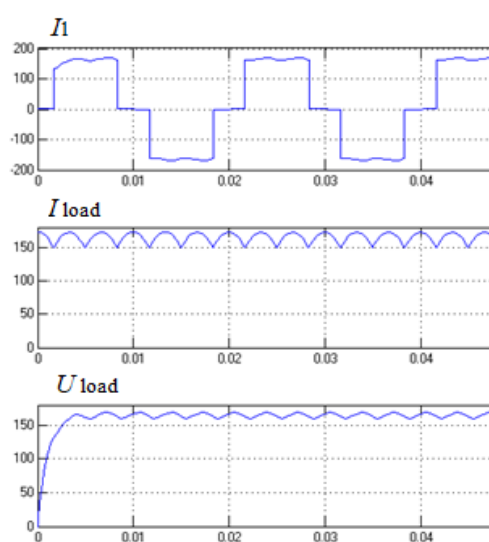
Ще більш складний характер мають діаграми трифазних схем випрямлячів (рис.2.14). Як видно з рисунків, зміна параметрів навантаження відображається найбільш чітко в зміні форми струму на виході комутатора випрямляча I_1 та струму навантаження I_{load} . При введенні кута керування суттєво починає змінюватись і форма вихідної напруги U_{load} .



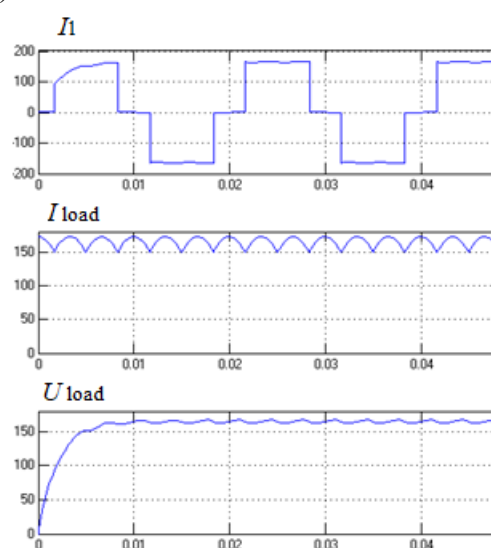
а)



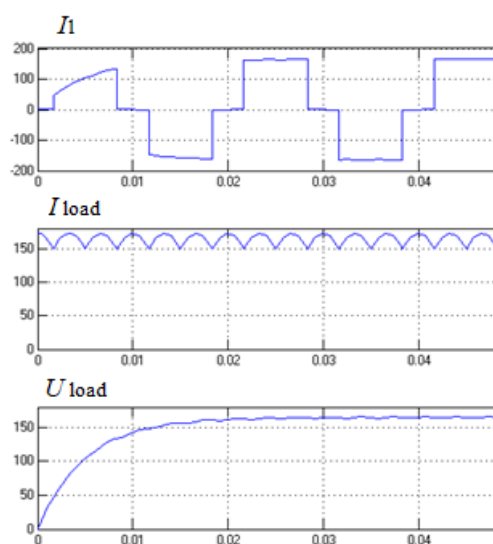
б)



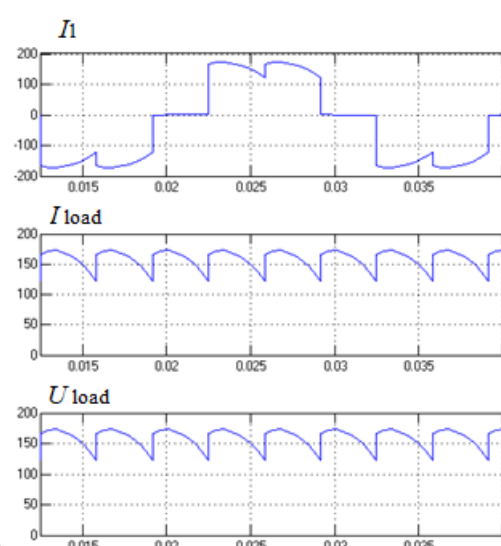
в)



г)



д)



е)

Рис. 2.14. Осцилограммы работы трехфазного некерованого мостового выпрямляча для режиму: $R=2\text{Ом}$, $L=0$, $\alpha=0$ (а); $R=5\text{Ом}$, $L=0$, $\alpha=0$ (б); $R=1\text{Ом}$; $L=0,001\text{ Гн}$, $\alpha=0$ (в); $R=1\text{Ом}$; $L=0,002\text{ Гн}$, $\alpha=0$ (г); $R=1\text{Ом}$; $L=0,005\text{ Гн}$, $\alpha=0$ (д); $R=1\text{Ом}$; $L=0,007\text{ Гн}$, $\alpha\neq 0$ (д)

Враховуючи вимоги реалізації керування моментами вмикання тиристорів, модель трифазного керованого випрямляча (рис.2.15.) суттєво ускладнюється, порівняно з некерованим.

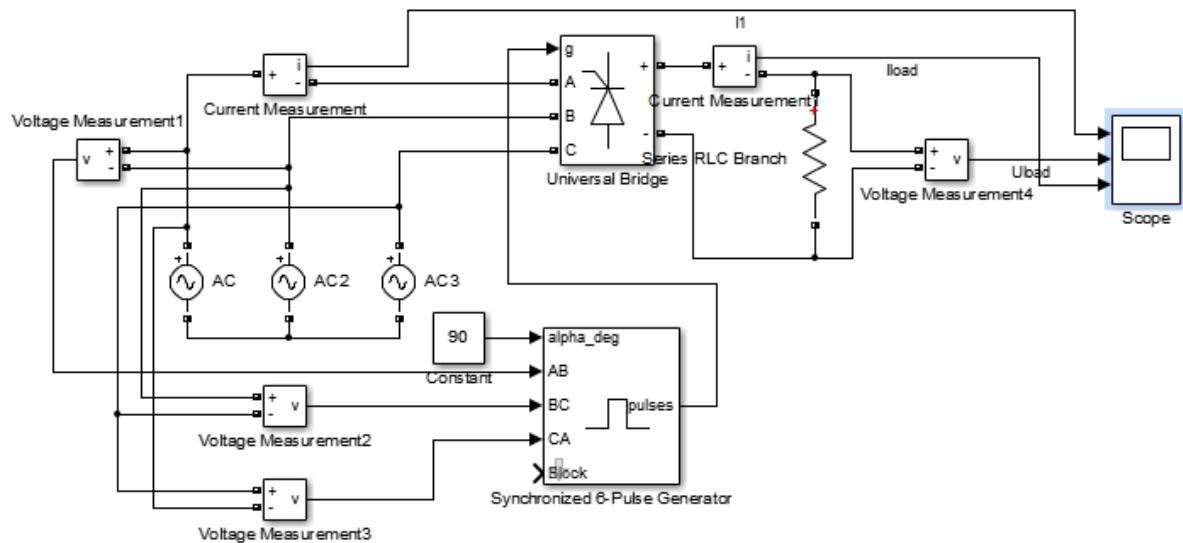


Рис. 2.15. Модель трифазного керованого випрямляча, побудована в Simulink

Параметри керування ключами для випадку керованого трифазного випрямляча змінюються за допомогою вікна блоку Synchronized 6-pulse generator (рис.2.16).

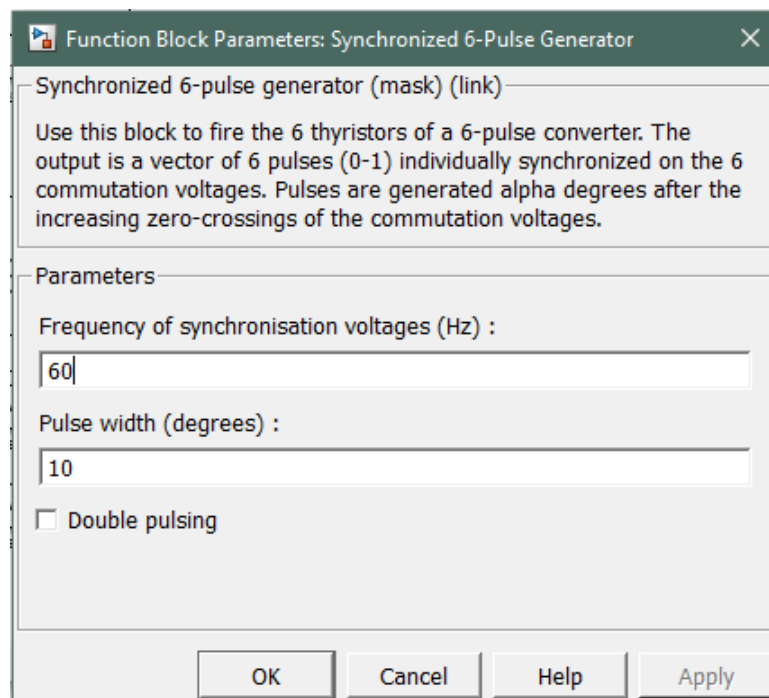


Рис. 2.16. Параметри блоку Synchronized 6-pulse generator

2.2. Імпульсні регулятори напруги

Окрім випрямлячів, які працюють в режимі неперервного перетворення енергії, активно використовуються імпульсні перетворювачі, які забезпечують перетворення як постійної, так і змінної напруги, і для елементів яких характерна робота в імпульсному (ключовому) режимі.

Вихідна напруга цих перетворювачів може бути як вище за вхідну, так і нижчою за неї.

Вихідний струм таких перетворювачів залежить від потреби навантаження, що в свою чергу визначає схемотехніку перетворювача.

Вхідна напруга U_{in} в перетворювачі з пониженням напруги (рис.2.17) подається на вхідний фільтр - конденсатор C_{in} . Як напівпровідниковий ключ використовується транзистор VT типу MOSFET, IGBT або звичайний біполярний транзистор. Важливими елементами схеми, які визначають її алгоритм роботи, є розрядний діод VD і вихідний фільтр – LC_{out}, з якого напруга надходить в навантаження R_H .

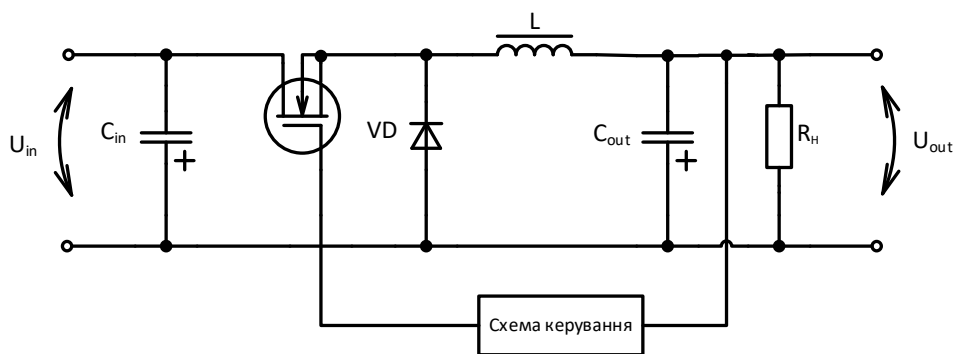


Рис. 2.17. Функціональна схема понижуючого імпульсного перетворювача

Регулювання вихідної напруги шляхом зміни коефіцієнту заповнення імпульсів (duty cycle) дозволяє отримувати широкий діапазон значень вихідної напруги. Найбільш широко використовується широтно-імпульсний спосіб регулювання.

В моделі перетворювача (рис.2.18) для формування імпульсів керування використовується блок Pulse Generator (рис.2.19.а).

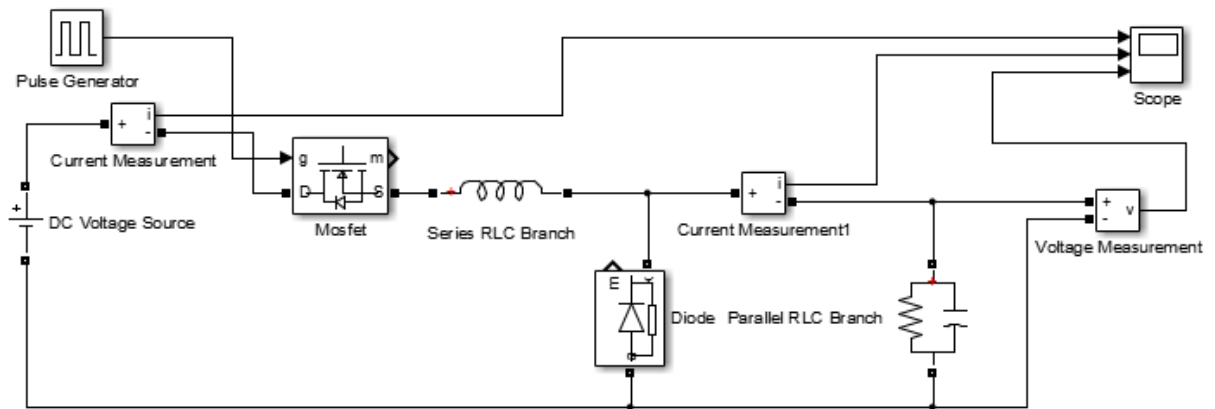
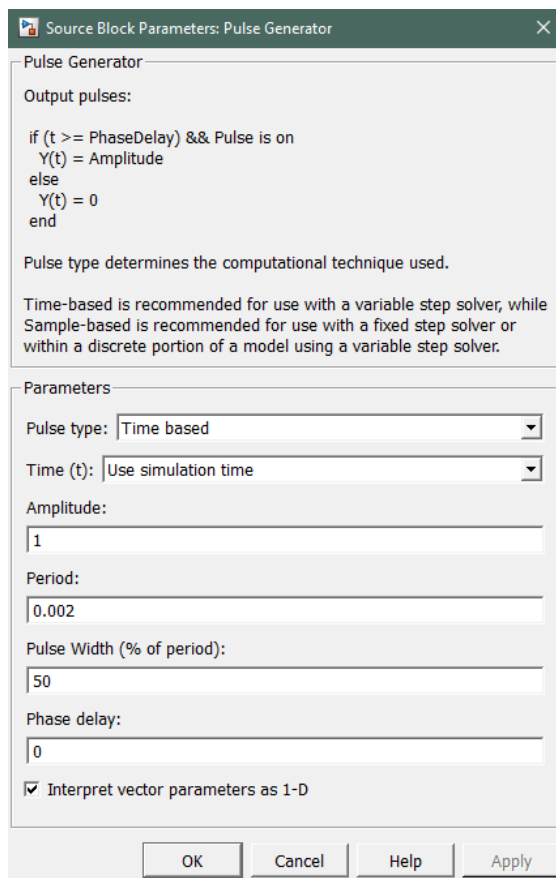
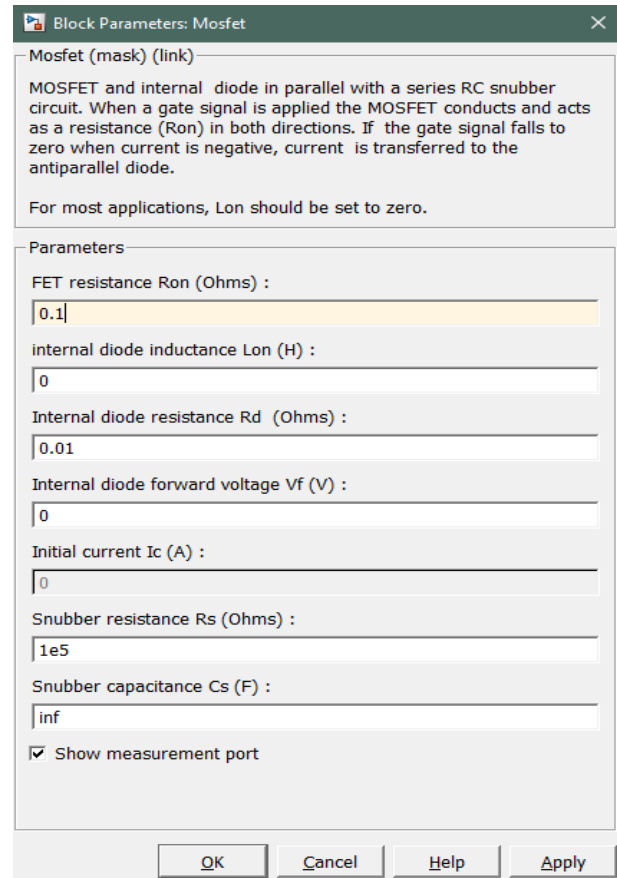


Рис. 2.18. Модель понижуючого імпульсного перетворювача, побудована в Simulink



а)



б)

Рис. 2.19. Параметри блоків Pulse Generator та MOSFET

Транзистор, який виконує роль силового ключа в схемі перетворювача, має власне вікно налаштувань (рис.2.19.б), яке дозволяє наблизити внутрішні параметри моделі до параметрів реального елемента.

Імпульсні перетворювачі з підвищенням напруги (рис.2.20) застосовуються, в основному, при застосуванні низьковольтних джерел

живлення. Транзистор VT керується схемою керування, зі стабільною частотою комутації та з регульованим коефіцієнтом заповнення. Діод VD в потрібні моменти часу блокує навантаження.

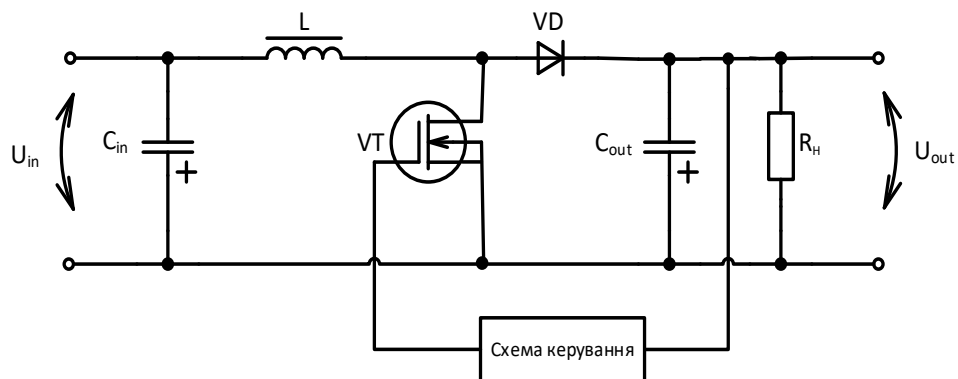


Рис. 2.20. Функціональна схема підвищувального перетворювача

Модель перетворювача з підвищенням напруги (рис.2.21) містить елементи, вже розглянуті в схемі перетворювача з пониженням напруги.

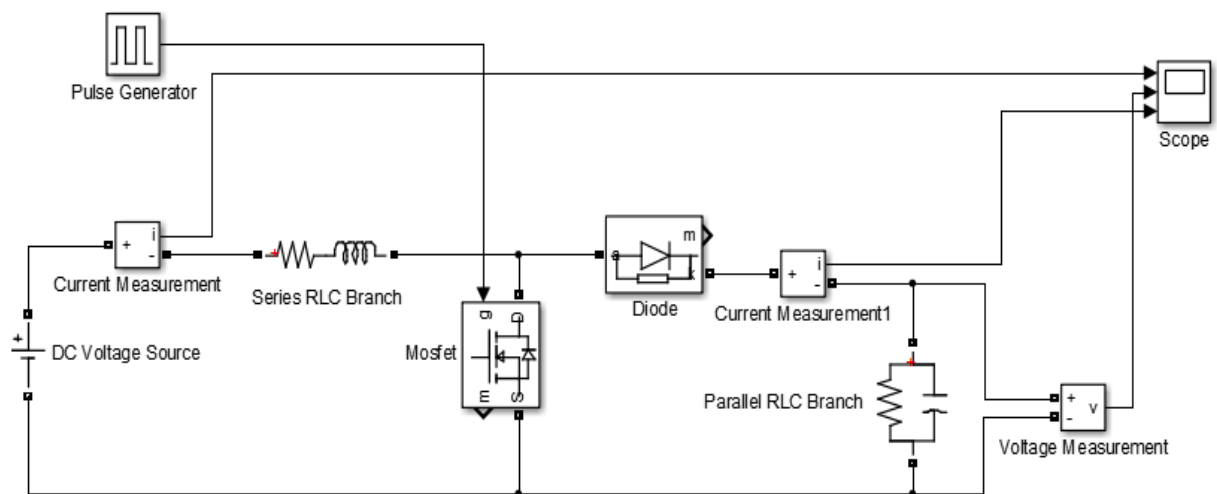


Рис. 2.21. Модель підвищувального перетворювача, побудована в Simulink

Змінюючи параметр Pulse Width здійснюється регулювання шпаруватості імпульсів керування блоку Pulse Generator (рис.2.22).

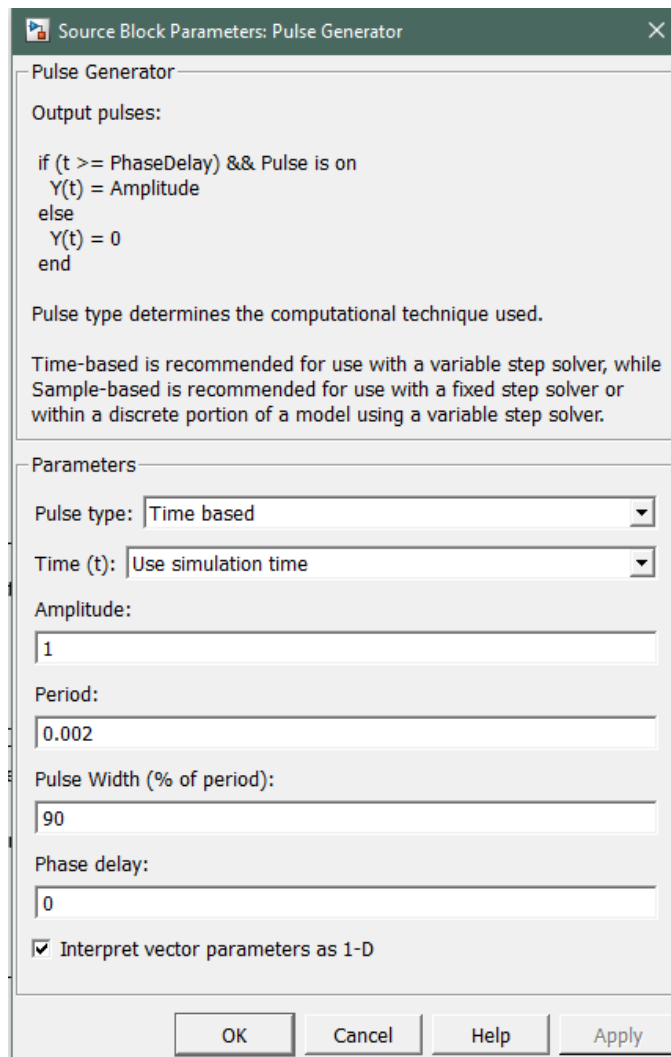


Рис. 2.22. Параметри блоку Pulse Generator в моделі підвищувального перетворювача

Діаграми вхідного струму I_1 , напруги U_{load} та струму навантаження I_{load} ілюструють зміну форми при зміні коефіцієнту шпаруватості (рис. 2.23 – рис.2.24).

Зміна шпаруватості може бути розцінена як виникнення несправності в системі керування або в колах зворотного зв'язку реального перетворювача.

Відстеження форми кривих струмів та напруг дозволить аналізувати стан перетворювача.

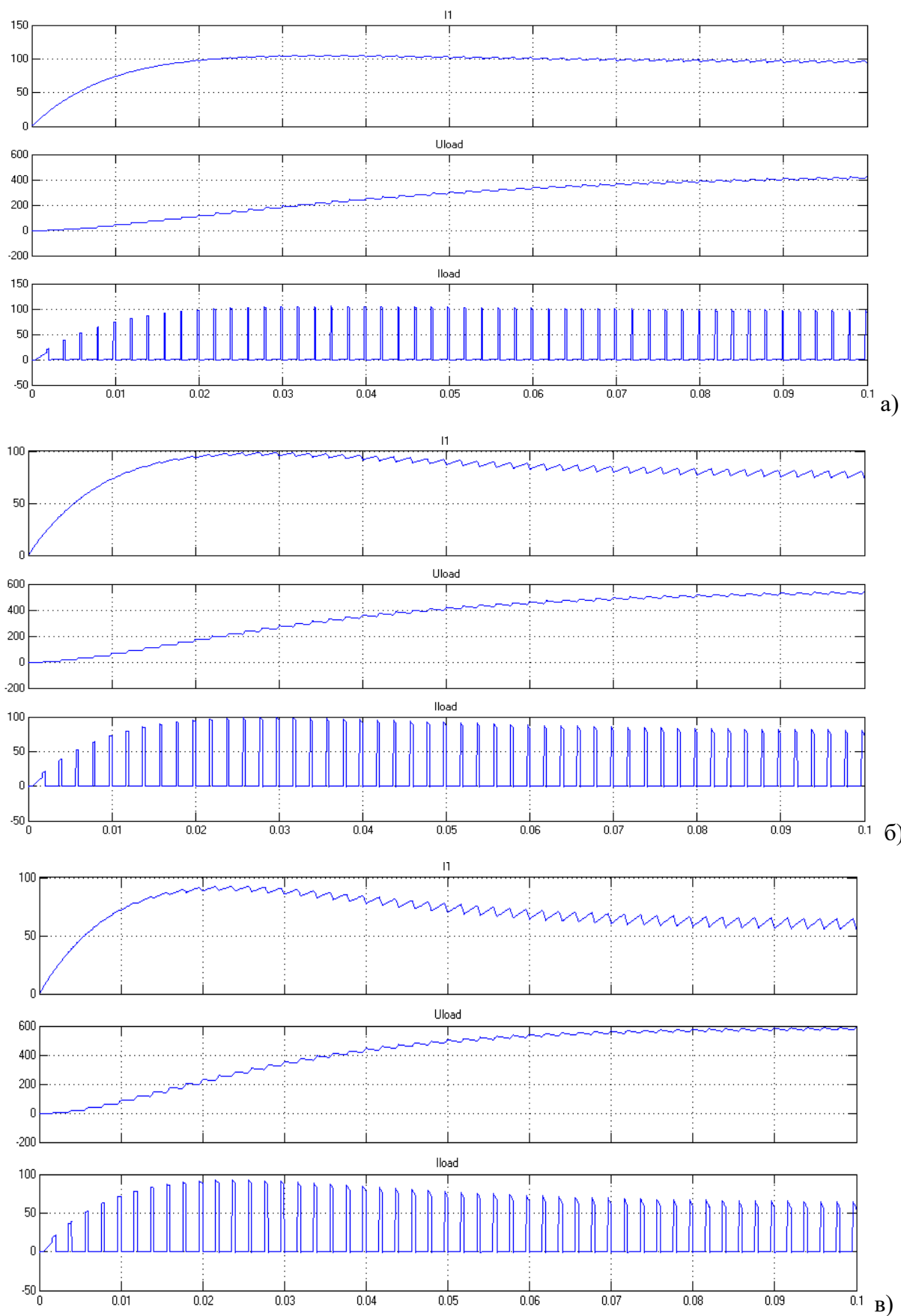


Рис. 2.23. Осцилограми роботи підвищувального перетворювача при коефіцієнтах шпаруватості 90%(а), 85% (б), 80% (в)

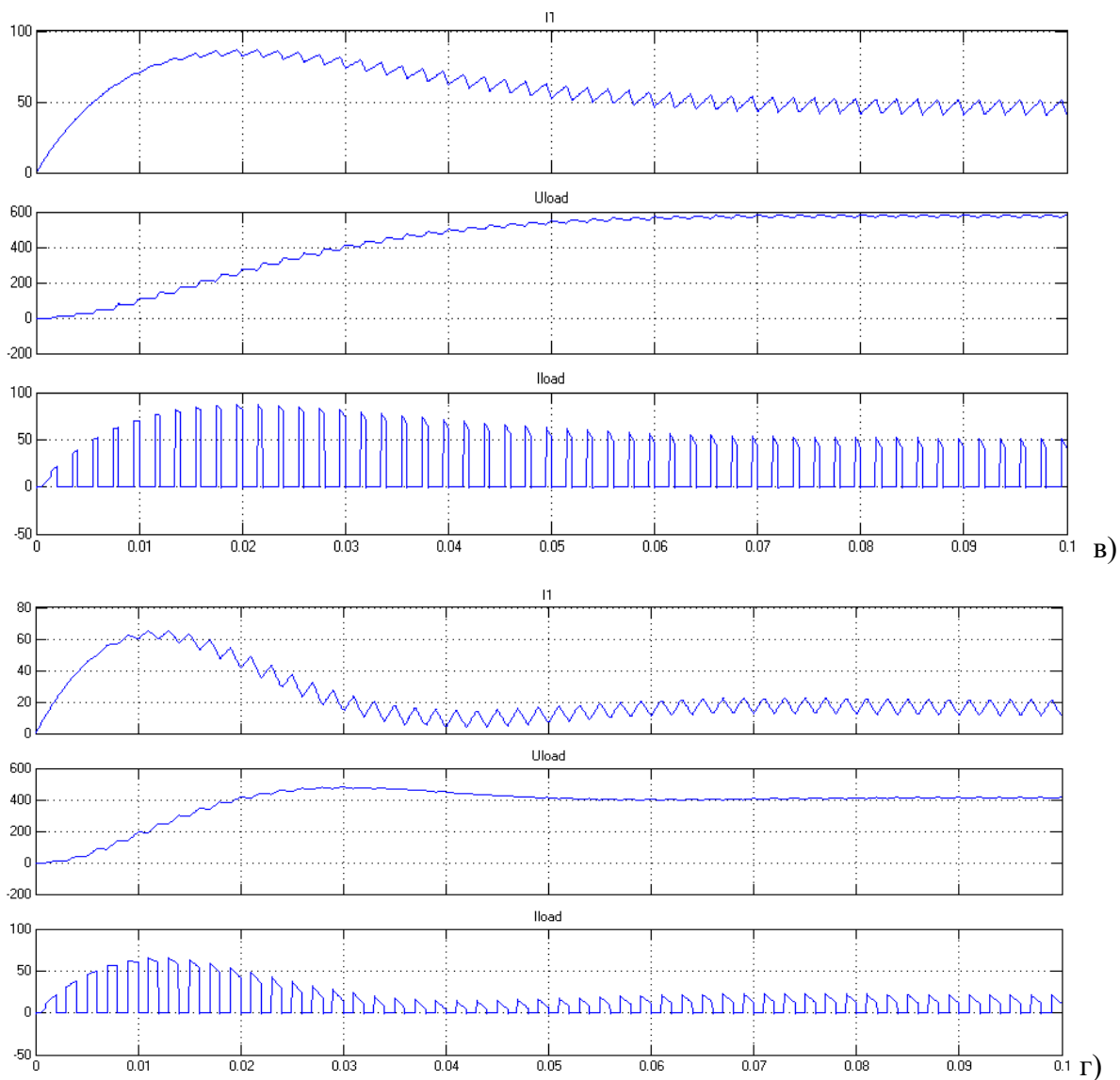


Рис. 2.24. Осцилограми роботи підвищувального перетворювача при коефіцієнтах шпаруватості 75% (а), 50% (б)

2.3. Інвертори

Інвертори струму та напруги знаходять широке застосування в системах перетворення енергії постійного струму в енергію змінного струму.

Інвертори будуються на повністю керованих ключах. Форми діаграм струмів та напруг будуть визначатись елементним складом схеми, типом навантаження та співвідношенням між параметрами реактивних елементів в схемі (режим переривчастого або неперервного струму) [16].

Керування роботою ключів найчастіше реалізується за алгоритмом широтно-імпульсного керування (ШІМ), який дозволяє отримувати гарні

енергетичні показники та регулювати вихідну напругу в широких межах. В моделі перетворювача (рис.2.25) з цією метою використовується блок PWM Generator. При застосуванні ШІМ вихідна напруга має вигляд періодичної імпульсної послідовності (рис.2.26).

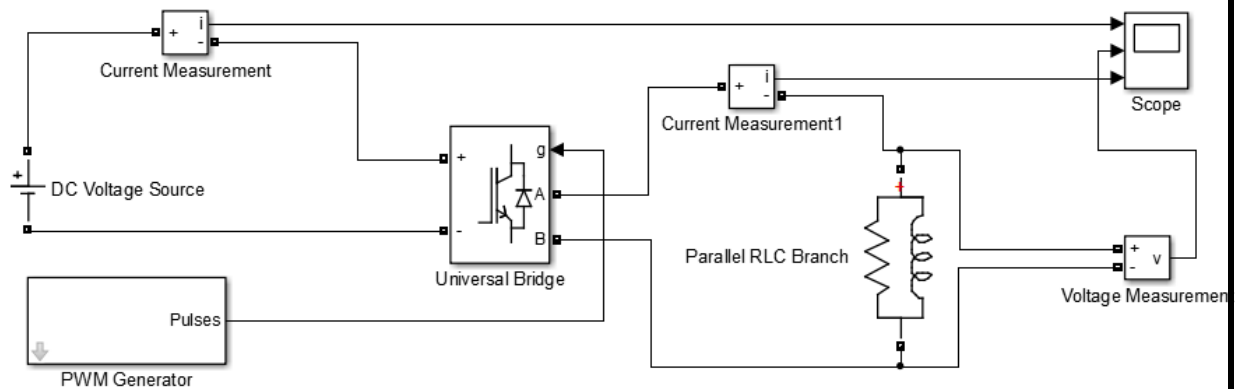


Рис. 2.25. Модель однофазного мостового інвертора, побудована в Simulink

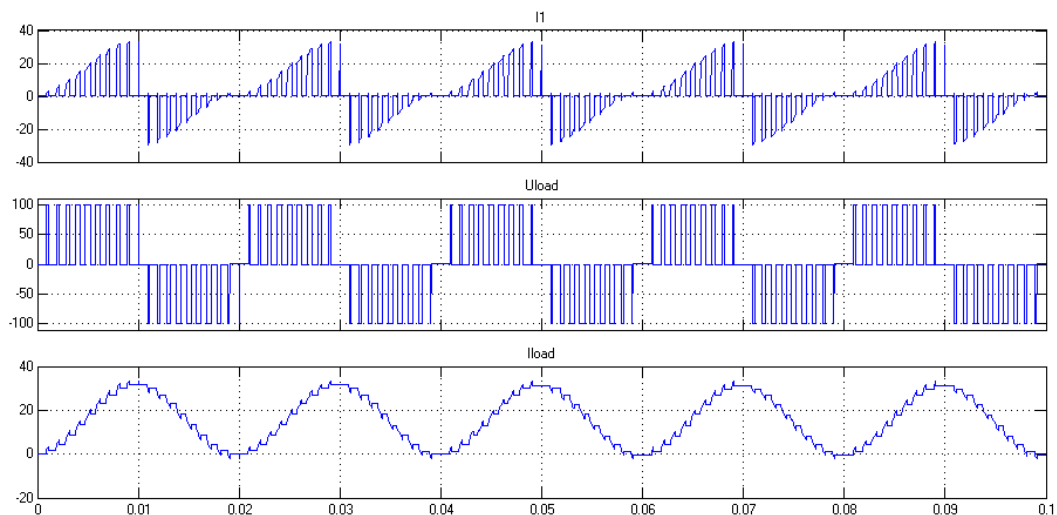


Рис. 2.26. Осцилограми роботи однофазного мостового інвертора

В табл. 2.1 наведено вигляд струму конденсатора в схемі автономного інвертора струму (рис.2.27) для декількох режимів роботи [17]. Кожна з несправностей по різному впливає на форму часової залежності струму, що робить можливим виконання діагностики шляхом встановлення відповідності між станом перетворювача та виглядом часових залежностей його струмів і напруг.

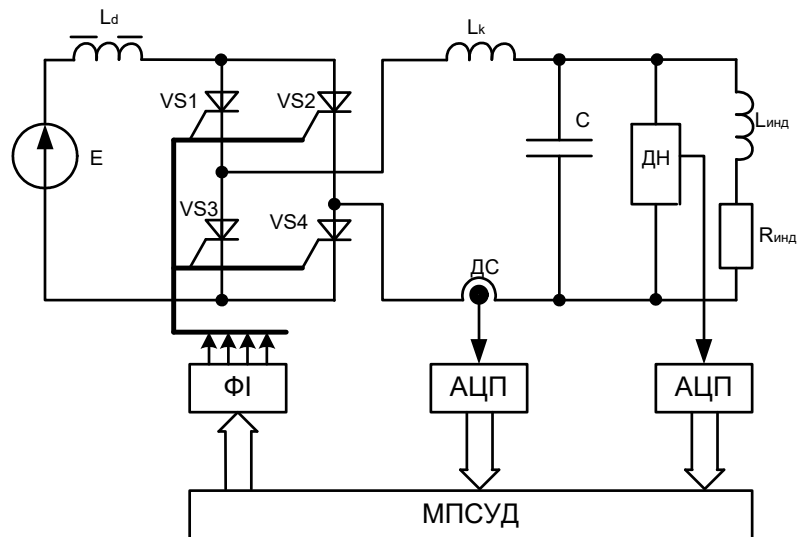


Рис. 2.27 Автономний інвертор струму

Таблиця 2.1. Часові діаграми струмів та напруг АІС

Справний стан	Пробій конденсаторної батареї	Пробій індуктора	Обрив індуктора
Невмикання тиристора	Пробій тиристора ($\beta=45$ ел.град.)	Пробій тиристора ($\beta=30$ ел.град.)	Пробій тиристора ($\beta=60$ ел.град.)

Використовуючи як діагностичні показники часові залежності струмів та напруг перетворювачів, необхідно враховувати значну різноманітність їх форм, присутність в діаграмах як корисної складової, так і шумів.

Якщо як діагностичні показники використовуються часові залежності струмів та напруг напівпровідникових перетворювачів, діагностичними

ознаками можуть бути амплітудні значення, тривалості імпульсів, фазові зсуви. При розгляді діагностичних показників не в часовій області, а в спектральній, як ознаки можуть розглядатися спектральні коефіцієнти. Такий перехід здійснюється, наприклад, з метою очищення реальних вимірних сигналів від шумів.

В [19] розглянуто метод виявлення та ідентифікації несправностей трифазного інвертора напруги (рис.2.28), заснований на методі вейвлет перетворення. У цьому методі як входні дані для системи діагностування використовуються струми статора. Ніякого прямого доступу до асинхронного двигуна не потрібно.

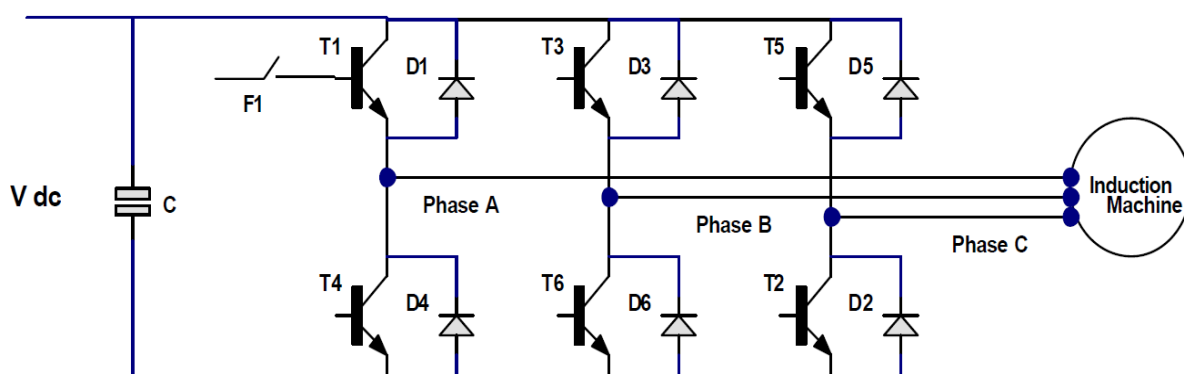


Рис.2.28. Трифазний інвертор напруги

На рис.2.29 показано алгоритм виявлення несправностей трифазних інверторів, який складається з трьох основних етапів: виявлення, видалення ознак та ідентифікація несправностей.

Зміна струму статора визначається як момент, при якому спостерігаються різке збільшення величини струму. Дискретне вейвлет перетворення (ДВП) виявляє зміни за допомогою «рухомого вікна». В кожен момент часу дані надходять у блок ДВП для обчислення відповідних коефіцієнтів. Якщо будь-який вейвлет коефіцієнт виходить за межі заданого діапазону значень, вважається, що відбувається зміна сигналів струму статора. При виявленні зміни поточного сигналу рухоме вікно ДВП зміщується до точки, коли було виявлено зміну.

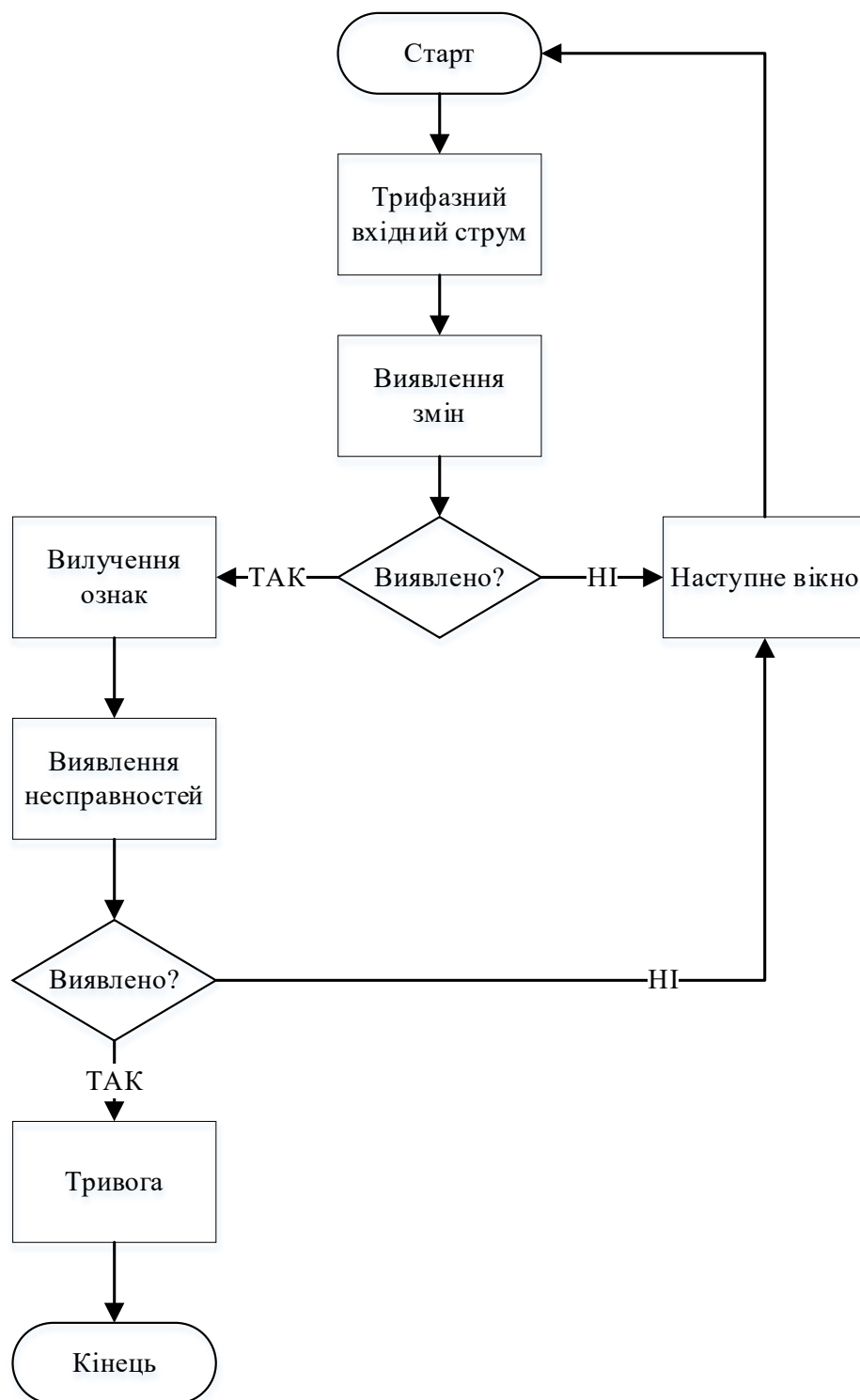


Рис. 2.29. Блок-схема виявлення несправностей

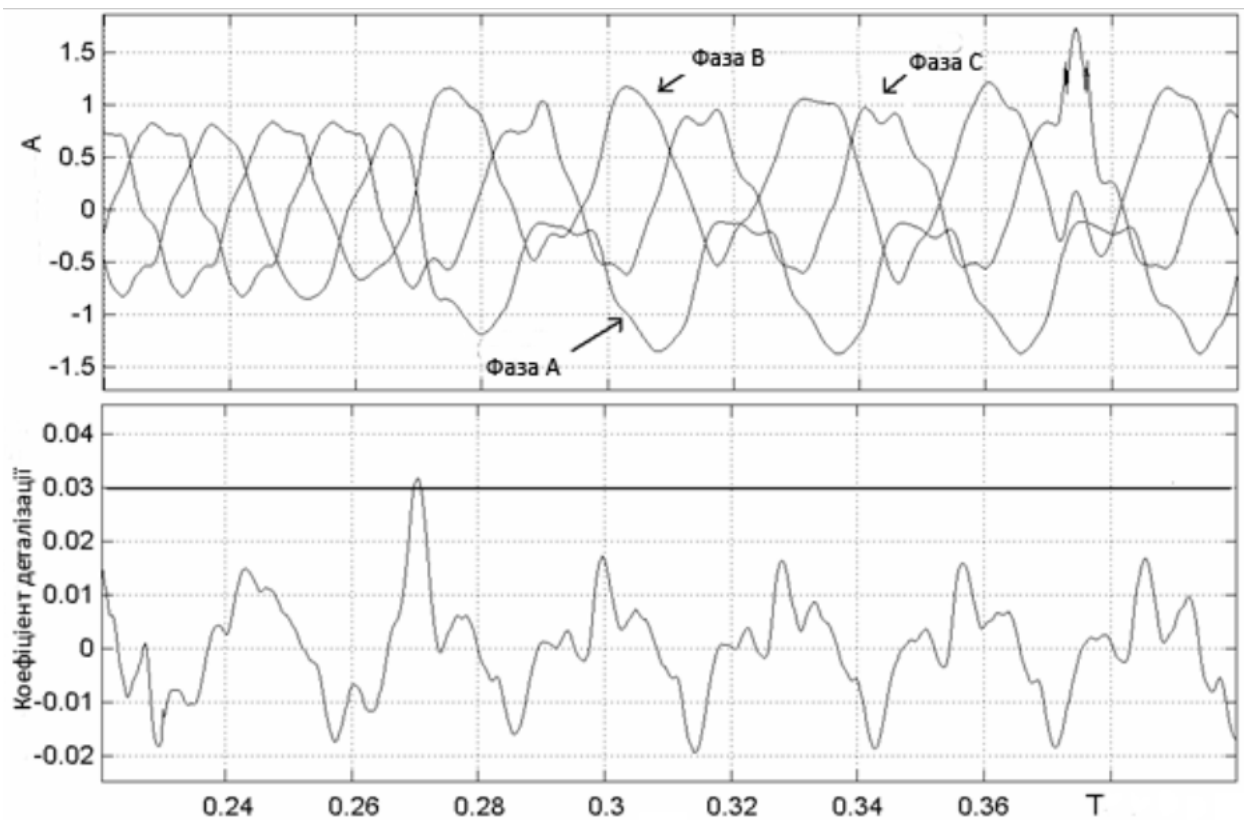
Процес вилучення ознак застосовується для покращення ідентифікації конкретного типу несправності за зміною струмів між випадками розриву в колі транзистора та іншими несправностями або порушеннями, такими як переривчасте перемикання інвертора, замикання однієї лінії на землю та змін навантаження.

Вилучення ознак відбувається тільки після того, як виявлено зміни в формах струму статора. При детектуванні змін, система визначає зміщення постійного струму в рухомому вікні струмів статора. Потім система чекає 4 поточні цикли, перш ніж перевірити зміщення постійного струму вдруге. Вважається, що відбувся розрив в колі транзистора, якщо існує зміщення постійного струму в струмах статора. Однак, якщо зміщення постійного струму зникло, то вважається, що відбулося переривчасте перемикання, оскільки струми займають від 2 до 4 циклів для повернення до нормального робочого стану, залежно від типу контролеру.

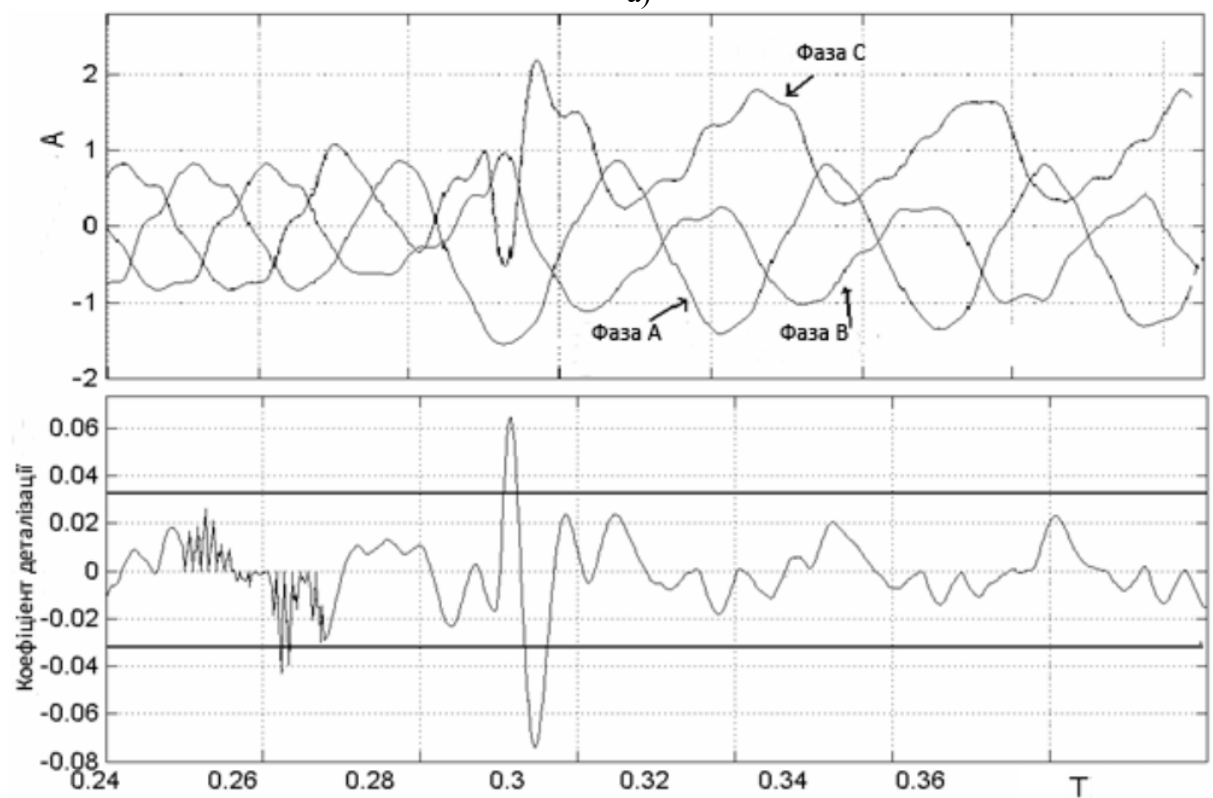
На рис.2.30 наведено діаграми фазних струмів перетворювача для різних типів несправності, а також коефіцієнти вейвлет перетворення. Як видно з графіків, поява несправності призводить до зміни форми струмів обмоток та до різких змін в коефіцієнтах деталізації дискретного вейвлет перетворення. Вихід значень коефіцієнтів за діапазон $(-0,03 - +0,03)$ свідчить про появу несправності.

Аналіз діаграм з використанням вейвлет-перетворення спільно з теорією класифікації [18] дозволяє ідентифікувати поточний стан перетворювача та тип несправності.

Для створення класів типових станів перетворювача використовуються результати його моделювання при різних значеннях параметрів активних та пасивних елементів.



а)



б)

Рис. 2.29. Струм статора та вейвлет-коефіцієнти при обриві в колі транзистора T1 (а), при обриві в колі транзистора T2 (б)

3. ДОСЛІДЖЕННЯ ІМПУЛЬСНОГО СТАБІЛІЗАТОРА НАПРУГИ

3.1. Принципова схема імпульсного стабілізатора напруги

Імпульсний інвертуючий стабілізатор представлений на рис.3.1. У цьому випадку регулюючий елемент включений послідовно з навантаженням, а дросель L паралельно навантаженню. Даний стабілізатор має властивість зміни (інвертування) полярності вихідної стабільної напруги $U_{\text{вих}}$ щодо полярності вхідної напруги живлення $U_{\text{вх}}$.

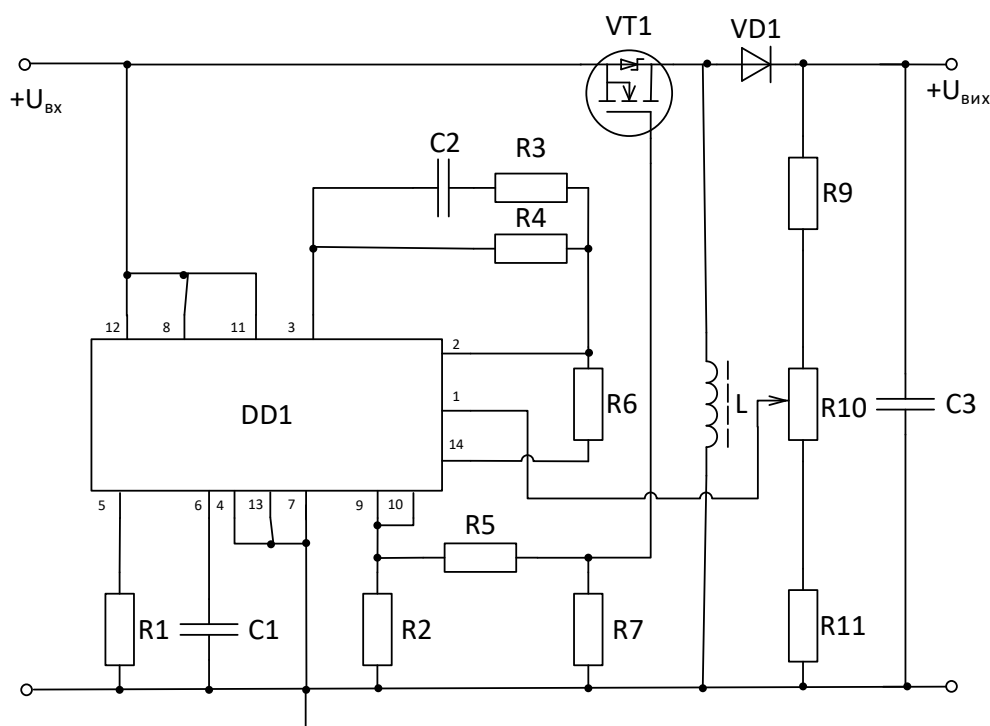


Рис.3.1 Принципова схема імпульсного стабілізатора напруги інвертуючого типу

Імпульсний стабілізатор напруги інвертуючого типу може працювати в двох режимах: режим безперервного струму дроселя і режим переривчастого струму дроселя.

Часові діаграми струмів і напруг для випадку неперервного та переривчастого струмів дроселя наведені на рис. 3.2.

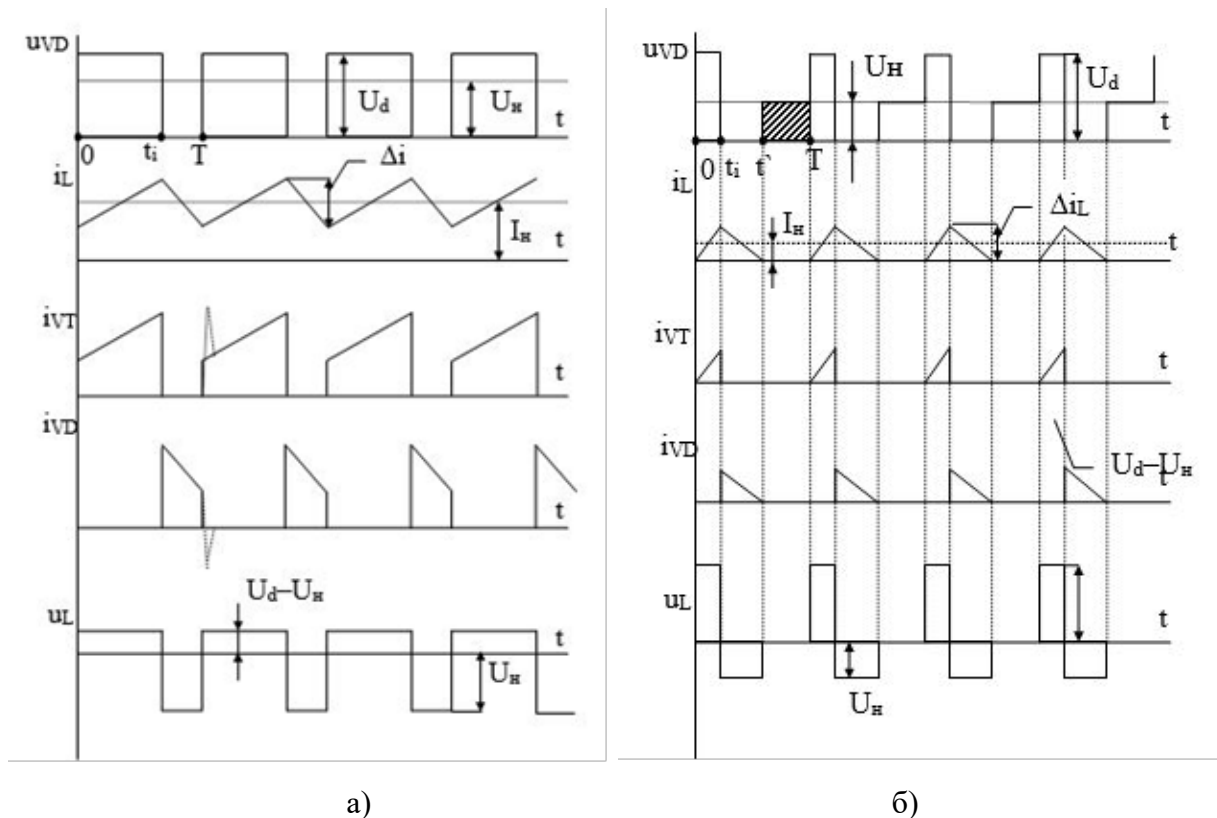


Рис. 3.2. Часові діаграми струмів та напруг інвертуючого перетворювача в режимі безперервного струму (а) та переривчастого (б)

Істотним недоліком режиму переривчастого струму дроселя є підвищена пульсація напруги на навантаженні через збільшення часу розряду конденсатора в навантаження і збільшення внутрішнього навантаження.

Для уникнення цього, необхідно дотримання наступної умови для дроселя:

$$I_{\text{н.мін}} > \frac{U_{\text{вх.мін}} \cdot \gamma_{\text{макс}} \cdot (1 - \gamma_{\text{макс}})}{\omega L}. \quad (3.1)$$

Виконуючи цю умову, ми забезпечуємо режим безперервного струму дроселю.

3.2. Розрахунок силовій частини та системи керування

Як регулюючий елемент вибираємо потужний польовий транзистор (ПТ), оскільки до переваг таких транзисторів можна віднести малу потужність

керування в статичному режимі і малі струми затвора; високу швидкість перемикання, яка різко знижує динамічні втрати в ключових елементах; відсутність теплового пробоя і слабку схильність до вторинного пробоя; самообмеження струму стоку, яке перешкоджає перевантаженням за струмом; відсутність явища накопичення надлишкових носіїв в структурі і їх повільного розсмоктування.

Вибираючи силовий діод, необхідно враховувати його інерційні властивості. Одними з високочастотних діодів є діоди з бар'єром Шотткі (діоди Шотткі). Їх перевагами є: висока швидкодія, менше пряме падіння напруги в порівнянні з кремнієвими діодами.

На конденсатори встановлюється обмеження по максимально допустимому значенню змінної складової (пульсації) змінної напруги, яка може бути докладена до конденсатора. Також у конденсаторів повинно бути мале значення еквівалентного опору, яке може залежати від температури

Розрахунок силової частини проводиться за методикою, запропонованою в джерелі [9].

1. Визначаємо мінімальне, номінальне і максимальне значення відносної тривалості відкритого стану регулюючого транзистора:

$$\gamma_{\min} = \frac{1}{\eta} \cdot \left(1 - \frac{U_{\text{ex max}}}{U_{\text{вых min}}} \right) = \frac{1}{0.85} \cdot \left(1 - \frac{22 + 2.2}{35} \right) = 0.37,$$

$$\gamma_{\text{ном}} = \frac{1}{\eta} \cdot \left(1 - \frac{U_{\text{ex}}}{U_{\text{вых ном}}} \right) = \frac{1}{0.85} \cdot \left(1 - \frac{22}{40} \right) = 0.531,$$

$$\gamma_{\max} = \frac{1}{\eta} \cdot \left(1 - \frac{U_{\text{ex min}}}{U_{\text{вых max}}} \right) = \frac{1}{0.85} \cdot \left(1 - \frac{22 - 2.2}{35} \right) = 0.66.$$

2. З умови забезпечення режиму безперервності струмів дроселя визначаємо його мінімальну індуктивність:

$$L_{\min} \geq \frac{U_{\text{вх min}} \cdot \gamma_{\max} \cdot (1 - \gamma_{\max})}{2 \cdot I_{\text{н min}} \cdot f} = \frac{(22 - 2.2) \cdot 0.66 \cdot (1 - 0.66)}{2 \cdot 4 \cdot 66 \cdot 10^3} = 8.4 \text{ мкГн.}$$

3. Визначаємо середній струм дроселя:

$$I_{L \text{ ср}} = \frac{I_{\text{вих макс}}}{1 - \gamma_{\max}} = \frac{5}{1 - 0.66} = 14.7 \text{ А.}$$

4. Визначаємо діюче значення напруги індуктивності дроселя:

$$E \cdot T_{\text{ор}} = U_{\text{вх min}} \cdot T \cdot \gamma_{\max} = 20.8 \cdot 15 \cdot 10^{-6} \cdot 0.37 = 109.9 \text{ В} \cdot \text{мкс},$$

де

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{66 \cdot 10^3} = 15 \cdot 10^{-6} \text{ с.}$$

Вибираємо дросель РЕ-51511А фірми PULSE. Параметри дроселя наведені в табл.3.1.

Таблиця 3.1.

Індуктивність	Середній струм	Похідна напруги	Опір обмоток
$L' = 45 \text{ мкГн}$	$I'_{L_{\text{ср}}} = 20 \text{ А}$	$E \cdot T_{\text{ор}} = 300 \text{ В} \cdot \text{мкс}$	$r_L' = 0.014 \text{ Ом}$

5. Визначимо максимальний і мінімальний струми дроселя з урахуванням вибраного дроселя:

$$I_{L \text{ min}} = I_{L_{\text{ср}}} - \frac{U_{\text{вх min}} \cdot \gamma_{\max}}{2 L_{\text{мін}} \cdot f} = 14.7 - \frac{(22 - 2.2) \cdot 0.66}{2 \cdot 45 \cdot 10^{-6} \cdot 66 \cdot 10^3} = 12.5 \text{ А},$$

$$I_{L_{\text{макс}}} = 2 \cdot I_{L_{\text{ср}}} - I_{L_{\text{мін}}} = 2 \cdot 14.7 - 12.5 = 16.9 \text{ А.}$$

6. Визначимо параметри діода (прямий струм, що протікає через діод; максимальну зворотню напругу на діоді):

$$I_{\text{пр}} > I_{L_{\text{макс}}} \rightarrow I_{\text{пр}} > 16.9 \text{ А},$$

$$U_{\text{зв т}} > U_{\text{н макс}} \rightarrow U_{\text{зв т}} > 45 \text{ В.}$$

За цими параметрами вибираємо діод Шотткі 18TQ050PbF фірми International Rectifier (табл.3.2).

Таблиця 3.2

Зворотня напруга	Прямий струм	Диференціальний опір	Прямий спад напруги	Температура експлуатації
$U_{обр\ m} = 50\ В$	$I_{np} = 18\ А$	$r_{диф} = 0.0015\ Ом$	$U_{fm} = 0.53\ В$	$\Delta T_C^\circ = [-55; +175]^\circ C$

7. Визначаємо необхідну ємність конденсатора без урахування впливу внутрішнього еквівалентного послідовного опору:

$$C = \frac{I_{н\ макс} \cdot \gamma_{макс}}{f \cdot U_{вих\sim}} = \frac{5 \cdot 0.66}{66 \cdot 10^3 \cdot 0.15} = 333\ мкФ.$$

З огляду на ці параметри і максимальну напругу на навантаженні (45В), вибираємо алюмінієвий оксидно-електролітичний конденсатор RD80 виробника SAMWHA (табл.3.3).

Таблиця 3.3

Ємність	Робоча напруга	Повний опір	Робочий струм витоку	Температура експлуатації
$C_0 = 330\ мкФ$	$U_{ном\ C} = 63\ В$	$r_{н.е_0} = 0.065\ Ом$	$I_{с.д.} \leq 1263\ мкА$	$\Delta T = [-45; +85]^\circ C$

8. Визначаємо імпульсне і діюче значення струмів через конденсатор:

$$I_{C\ макс} = \frac{(I_{L\ макс} - I_{н\ макс})}{5} = \frac{(16.9 - 5)}{5} = 2.38\ А,$$

$$I_{C\ д} = \frac{I_{н\ макс}}{5} \cdot \sqrt{\frac{\gamma_{макс}}{1 - \gamma_{макс}}} = \frac{5}{5} \cdot \sqrt{\frac{0.66}{1 - 0.66}} = 1.39\ А,$$

що не перевищує максимально допустимого значення чинного струму через кожен конденсатор.

9. З огляду на напругу $U_{си} \geq U_{н\ макс} = 45\ В$, струм стоку

$$I_{с\ m} \geq 1.4 \cdot I_{L\ макс} = 1.4 \cdot 16.9 = 23.66\ A.$$

Згідно з рекомендаціями [5] вибираємо польовий транзистор IRFI101ON фірми International Rectifier (табл.3.4).

Таблиця 3.4

Максимальна напруга стік-витік	$U_{си\ макс} = 55\ В$
Значення безперервного струму стоку	$I_{с\ макс} = 49\ А$
Статичний опір транзистора в відкритому стані	$R_{си} = 0.021\ Ом$ при робочій температурі переходу $140^{\circ}C$
Діапазон температур експлуатації	$\Delta T_C^{\circ} = [-55; +175]^{\circ} C$
Час затримки на включення транзистора	$t_{вкл} = 11\ нс$
Час затримки на вимикання транзистора	$t_{вим} = 40\ нс$

11. Визначимо втрати потужності на транзисторі у відкритому стані і під час перемикавання, а також сумарні втрати на транзисторі:

$$t_{вкл} = t_r + t_{r\ TL494} = 66 + 200 = 266\ нс,$$

$$t_{викл} = t_f + t_{f\ TL494} = 46 + 100 = 146\ нс,$$

де $t_r = 66\ нс$, $t_f = 46\ нс$ – відповідно часи включення і вимкнення транзистора,

$t_{r\ TL494} = 200\ нс$, $t_{f\ TL494} = 100\ нс$ – відповідно часи наростання і спаду сигналу.

Втрати потужності на транзисторі у відкритому стані:

$$P_{т.о.} = I_{с.эф}^2 \cdot R_{си} = R_{си} \cdot \left(I_{L\ сер.} \cdot \sqrt{\gamma_{макс}} \right)^2 = 0.021 \cdot \left(14.7 \cdot \sqrt{0.66} \right)^2 = 2.98\ Вт.$$

Втрати потужності на транзисторі під час перемикавання:

$$P_{т.пер.} = \frac{1}{2} \cdot U_{си\ макс} \cdot f \cdot \left(I_{L\ мин} \cdot t_{вкл} + I_{L\ макс} \cdot t_{викл} \right) =$$

$$= \frac{1}{2} \cdot 45 \cdot 66 \cdot 10^3 \cdot \left(12.5 \cdot 266 \cdot 10^{-9} + 16.9 \cdot 146 \cdot 10^{-9} \right) = 8.6 Вт,$$

$$P_{тр} = P_{т.о.} + P_{т.пер.} = 2.98 + 8.6 = 11.58 \text{ Вт.}$$

12. Визначимо потужність, яку може розсіювати корпус транзистора.

Дифузійна ємність діода при зворотній напрузі

$$V_R = U_{зв} = 29 \text{ В,}$$

$$C_d = 340 \text{ пФ.}$$

При збільшенні зворотної напруги значення ємності зменшується.

Час життя носіїв заряду [6]:

$$\tau = C_d \cdot r_{диф} = 340 \cdot 10^{-12} \cdot 0.0015 = 0,51 \text{ нс.}$$

Максимальний зворотний струм, що протікає через діод:

$$I_{зв. макс} = I_{с т} - I_{L мин} = 23.66 - 12.5 = 11.16 \text{ А.}$$

Час зворотного відновлення діода [7, с. 67]:

$$t_{зв.відн.} = \tau \cdot \ln \left(1 + \frac{I_{L макс}}{I_{зв. макс}} \right) = 0,51 \cdot 10^{-12} \cdot \ln \left(1 + \frac{16.9}{11.16} \right) = 0,47 \text{ нс.}$$

Втрати потужності на діоді:

$$P_{\partial} = I_{L ср} U_{фм} (1 - \gamma_{макс}) + U_{вых ном} \cdot I_{зв} \cdot t_{зв.відн.} \cdot \frac{f}{6} =$$

$$= 14.7 \cdot 0.53 \cdot (1 - 0.66) + 40 \cdot 11,16 \cdot 0,47 \cdot 10^{-12} \cdot 66 \cdot 10^3 / 6 = 3,428 \text{ Вт.}$$

14. Визначаємо втрати потужності на дроселі:

$$P_L = I_{L ср}^2 \cdot r_L = 14.7^2 \cdot 0.028 = 6.05 \text{ Вт.}$$

15. Визначити ККД силової частини стабілізатора, без урахування втрат потужності на системі управління:

$$\eta = \frac{U_{вых ном} \cdot I_{н макс}}{U_{вых ном} I_{н макс} + P_{тр} + P_{\partial} + P_L} = \frac{40 \cdot 5}{40 \cdot 5 + 11.58 + 3,428 + 6.05} = 0.9 = 90\%.$$

16. Визначаємо вихідний опір стабілізатора:

$$R_{вих} = \frac{R_n + r_L + r_{диф}}{K_{ст}} \cdot \frac{U_{вих ном}}{U_{вх}} = \frac{0.05 + 0.014 + 0.0015}{35} \cdot \frac{40}{22} = 3,4 \text{ мОм},$$

де коефіцієнт стабілізації по вхідній напрузі приймаємо рівним 35.

17. По заданому коефіцієнту стабілізації обчислюємо коефіцієнт передачі схеми управління:

$$K_{ШИМ} = \frac{(\gamma_{ном} - \gamma_{мін}) \cdot K_{ст} \cdot U_{вх}}{(U_{вх макс} - U_{вх}) \cdot U_{вих ном}} = \frac{(0.531 - 0.37) \cdot 35 \cdot 22}{(24.2 - 22) \cdot 40} = 1.41.$$

Розрахунок навісних елементів мікросхеми управління TL494.

1. Вибираємо і визначаємо опір:

$$R_1 = \frac{1.1}{f_{OSC} \cdot C_T} = \frac{1.1}{66000 \cdot 0.001 \cdot 10^{-6}} = 16600 \text{ Ом} = 17 \text{ кОм}.$$

де C_T – частото-задаючий конденсатор.

Приймаємо

$$R_1 = 17 \text{ кОм}.$$

2. Розрахунок дільника напруги (опори R_9, R_{10}, R_{11}).

Задаємося струмом подільника відповідно до рекомендацій [5, с. 126]:

$$I_{дел} = 5 \text{ мА}$$

Визначимо максимальний і мінімальний коефіцієнти передачі подільника:

$$\alpha_{мін} = \frac{U_{ref мин}}{U_{вих макс}} = \frac{4.75}{45} = 0.1,$$

$$\alpha_{макс} = \frac{U_{ref макс}}{U_{вих мин}} = \frac{5.25}{35} = 0.15,$$

де $U_{ref мин}, U_{ref макс}$ – відповідно мінімальне і максимальне опорні напруги мікросхеми.

Знайдемо сумарний опір подільника:

$$R_{под} = \frac{U_{вих\ мин}}{I_{под}} = \frac{35}{0.005} = 7000\ \text{Ом}.$$

Опір нижнього плеча дільника:

$$R_{11} \leq \alpha_{\min} \cdot R_{под} = 0.1 \cdot 7000 = 700\ \text{Ом},$$

приймаємо

$$R_{11} = 700\ \text{Ом}.$$

Опір резистора верхнього плеча дільника:

$$R_9 \leq (1 - \alpha_{\max}) \cdot R_{под} = (1 - 0.15) \cdot 7000 = 5950\ \text{Ом},$$

приймаємо

$$R_9 = 5950\ \text{Ом}.$$

Опір змінного резистора:

$$R_{10} \geq R_{под} - R_9 - R_{11} = 7000 - 5950 - 700 = 350\ \text{Ом}.$$

Втрати потужності на опорах подільника напруги:

$$P_{под} = I_{под}^2 \cdot (R_9 + R_{10} + R_{11}) = 0.005^2 \cdot (5950 + 350 + 700) = 0.175\ \text{Вт}.$$

3. Розрахунок резисторів емітерного ланцюга вихідних транзисторів мікросхеми TL494.

Для забезпечення номінального режиму роботи регулюючого елемента необхідно забезпечити на ньому напругу

$$U_{зи} = 20\ \text{В}.$$

Напруга на еквіваленті трьох резисторів:

$$U_{R_{екв}} = U_{вх} - U_{нас} = 22 - 1.5 = 20.5\ \text{В},$$

де $U_{нас} = 1.5\ \text{В}$ – напруга насичення вихідних транзисторів мікросхеми.

Отже

$$R_{екв} = \frac{U_{R_{екв}}}{I_{R_{екв}}} = \frac{20.5}{500 \cdot 10^{-3}} = 41\ \text{Ом},$$

де $I_{R_{екв}} = 500 \text{ мА}$ – сумарний вихідний струм емітерів вихідних транзисторів мікросхеми.

Опір R_2 приймаємо рівним 150 кОм, тоді струм, що протікає через нього не буде перевищувати 0,14 мА.

Сумарний опір послідовно включених резисторів:

$$R_{5,7} = \frac{R_2 \cdot R_{екв}}{R_2 + R_{екв}} = \frac{150000 \cdot 41}{150000 + 41} = 40.98 \text{ Ом.}$$

Звідси опір R_7 :

$$R_7 = \frac{U_{зи}}{U_{R_2}} \cdot R_{екв} = \frac{20}{20.5} \cdot 41 = 40 \text{ Ом.}$$

Опір R_5 :

$$R_5 = R_{екв} - R_7 = 41 - 40 = 1 \text{ Ом,}$$

приймаємо

$$R_5 = 1 \text{ Ом.}$$

4. Розрахунок навісних елементів у ланцюзі посилення сигналу помилки по напрузі мікросхеми TL494.

Ланцюг частотної корекції підсилювача складається з конденсатора $C_2 = 0.1 \text{ мкФ}$ і резистора $R_3 = 47 \text{ кОм}$.

визначаємо опір:

$$R_6 = R_{под.екв.} = \frac{\left(R_9 + \frac{R_{10}}{2}\right) \cdot \left(R_{11} + \frac{R_{10}}{2}\right)}{\left(R_9 + \frac{R_{10}}{2}\right) + \left(R_{11} + \frac{R_{10}}{2}\right)} = \frac{\left(5950 + \frac{350}{2}\right) \cdot \left(700 + \frac{350}{2}\right)}{\left(5950 + \frac{350}{2}\right) + \left(700 + \frac{350}{2}\right)} = 765 \text{ Ом}$$

приймаємо

$$R_6 = 765 \text{ Ом.}$$

Коефіцієнт підсилювача сигналу неузгодженості [5]:

$$K_y = \frac{2 \cdot U_{m \text{ з.з.}} \cdot K_{ШИМ}}{\alpha_{\text{макс}}} = \frac{2 \cdot 4.5 \cdot 1.41}{0.15} = 84.6,$$

де $U_{m \text{ з.з.}} = 4.5 \text{ В}$ – амплітуда синхронізуючого напруги мікросхеми .

Так як $K_y = \frac{R_4}{R_6}$, знаходимо що

$$R_4 = K_y \cdot R_6 = 84.6 \cdot 765 = 64.7 \text{ кОм},$$

приймаємо

$$R_4 = 64.7 \text{ кОм}.$$

Втрати потужності на опорі обумовлені протіканням опорного вихідного струму $I_{ref} = 10 \text{ мА}$:

$$P_{R_6} = I_{ref}^2 \cdot R_6 = 0.01^2 \cdot 765 = 0.0765 \text{ Вт}.$$

5. Потужність, споживана системою керування:

$$P_{СК} = P_{DD1} + P_{нод} + P_{R_6} = 1 + 0.175 + 0.0765 = 1.252 \text{ Вт}.$$

6. Коефіцієнт корисної дії стабілізатора з урахуванням втрати потужності на системі управління:

$$\eta = \frac{U_{\text{вих ном}} \cdot I_{\text{н макс}}}{U_{\text{вих ном}} I_{\text{н макс}} + P_{тр} + P_{\delta} + P_L + P_{СК}} = \frac{40 \cdot 5}{40 \cdot 5 + 11.58 + 3.428 + 6.05 + 1.252} = 0.899 = 89.9\%.$$

3.3. Моделювання перетворювача

Модель інвертуючого перетворювача (рис.3.3) містить основні елементи принципової схеми (рис.3.1). Графіки струмів та напруг (рис.3.4) перетворювача в нормальному режимі роботи при розрахованих вище елементах відповідають теоретичним на рис.3.2.

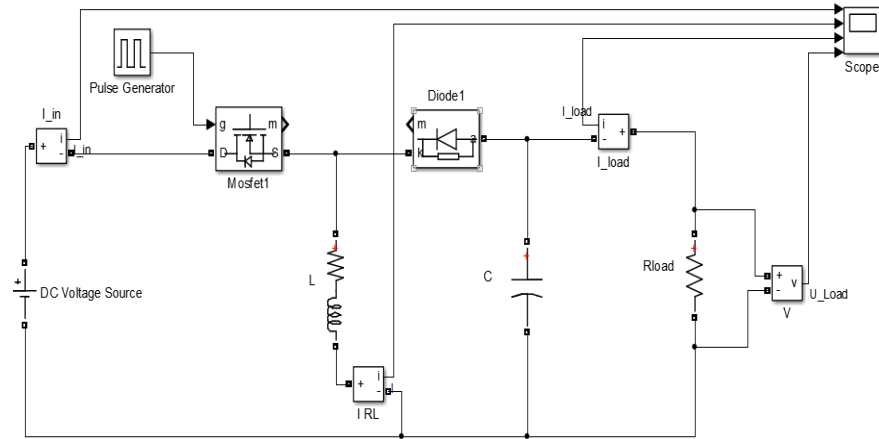


Рис.3.3. Модель полярно інвертуючого перетворювача, побудована в Simulink

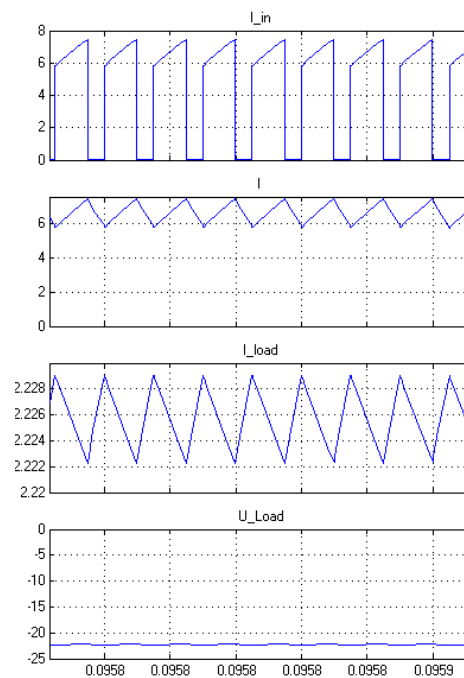
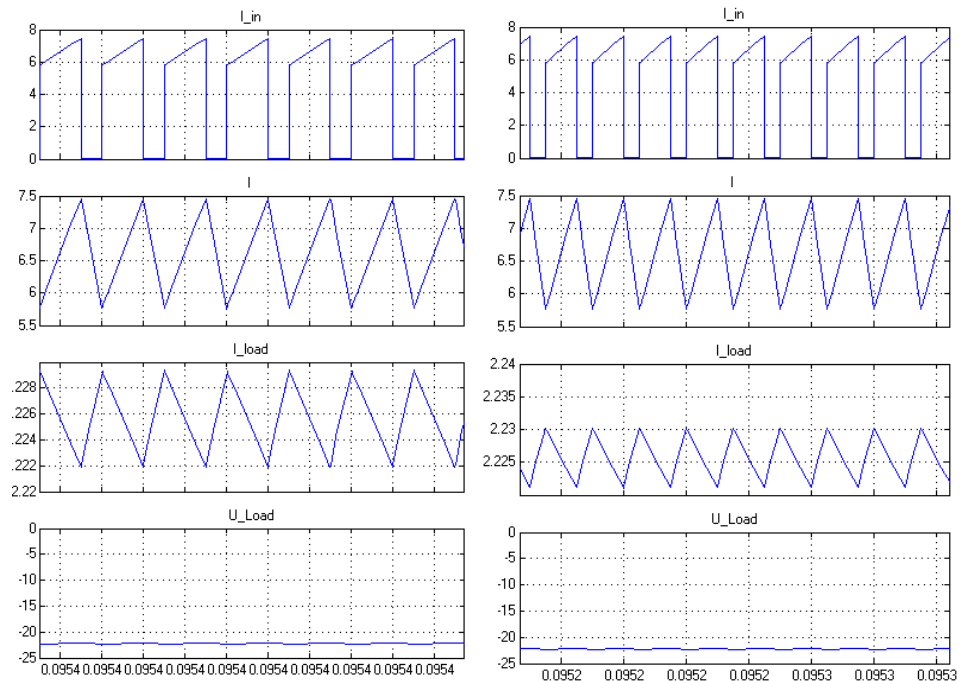
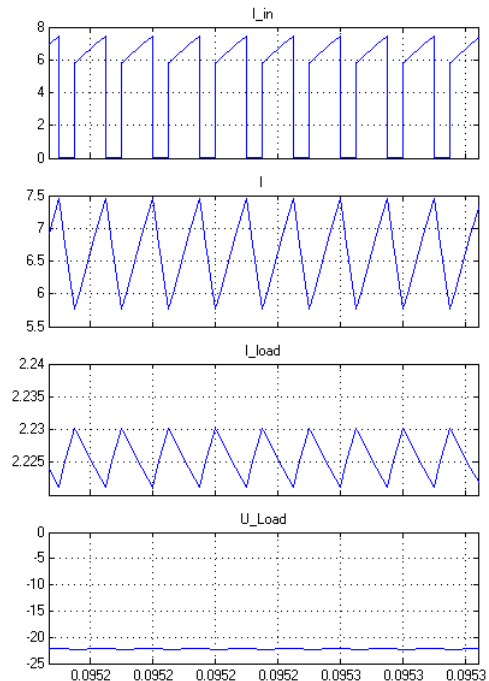


Рис. 3.1. Осцилограми роботи полярно-інвертуючого перетворювача

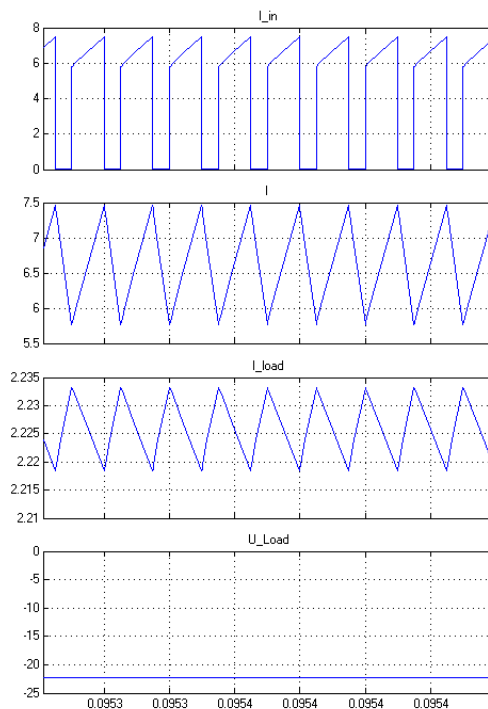
Як видно з осцилограм роботи перетворювача (рис.3.5 – рис.3.6), падіння ємності конденсатора та зміна індуктивності, викликані теоретичною несправністю, можуть призвести до спотворення часових діаграм.



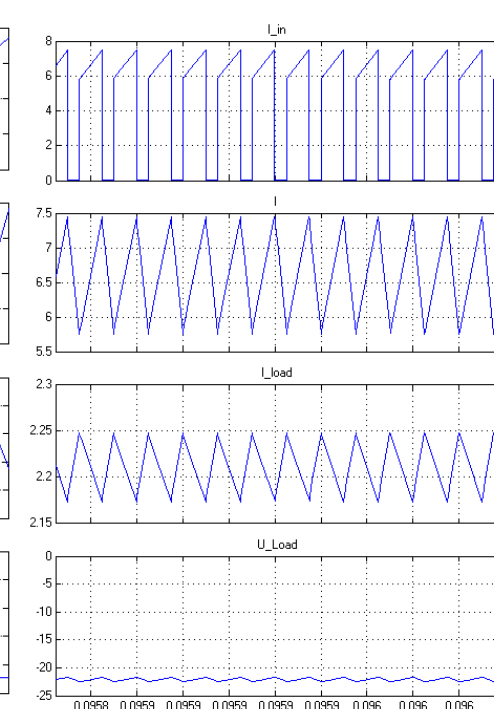
а)



б)

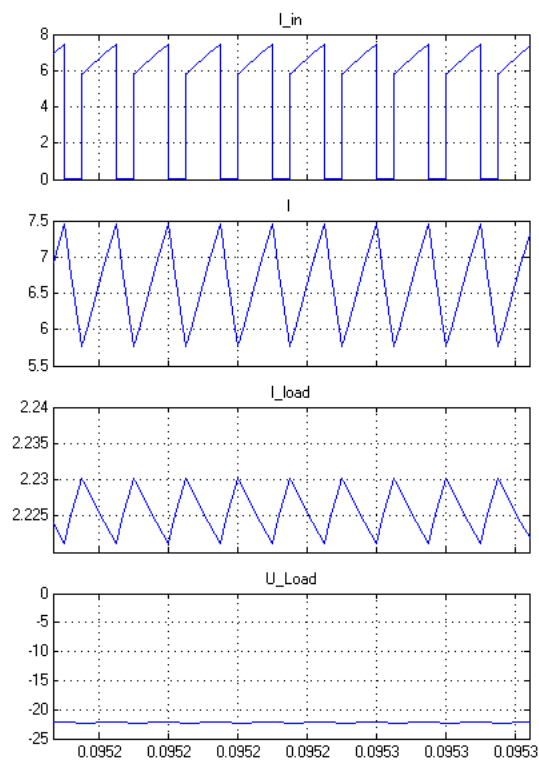


в)

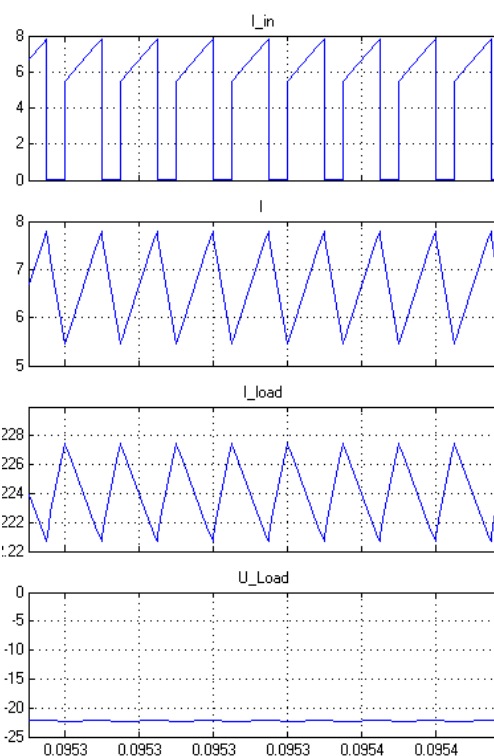


г)

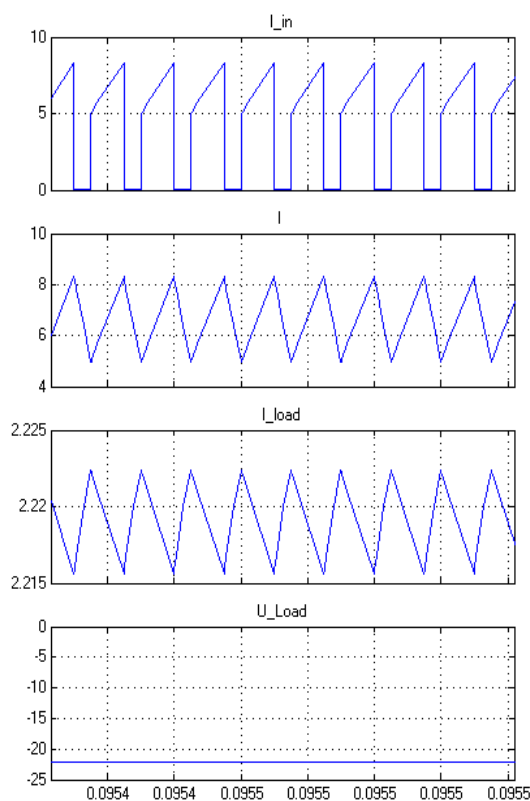
Рис.3.5. Осцилограми роботи перетворювача при падінні ємності конденсатора на 10% (а), 25% (б), 50% (в), 90% (г)



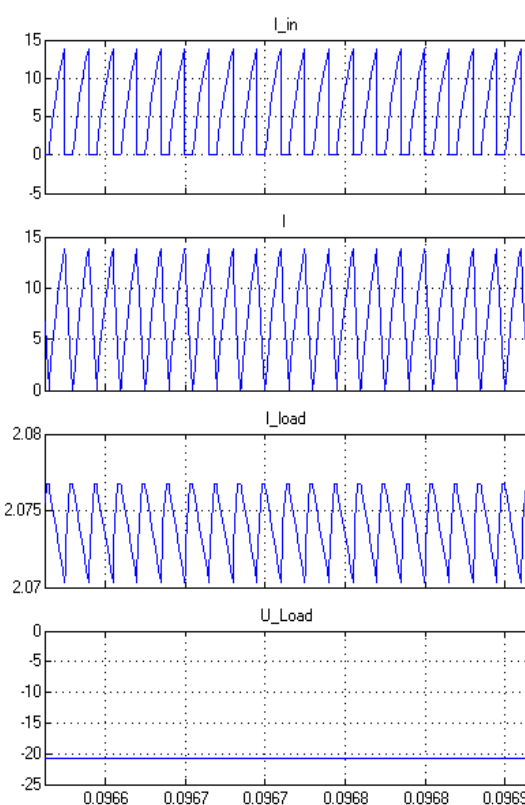
а)



б)



в)



г)

Рис.3.6. Осцилограми роботи перетворювача при зменшенні індуктивності дроселя на 10%
(а), 25% (б), 50% (в), 90% (г)

Найбільш суттєвих змін часові діаграми зазнають при збільшенні опору дроселя, що може бути викликане несправністю на паяних з'єднаннях. Як видно на осцилограмах перетворювача (рис. 3.7. а-г) зміна опору дроселя очікувано призводить до падіння вихідної напруги.

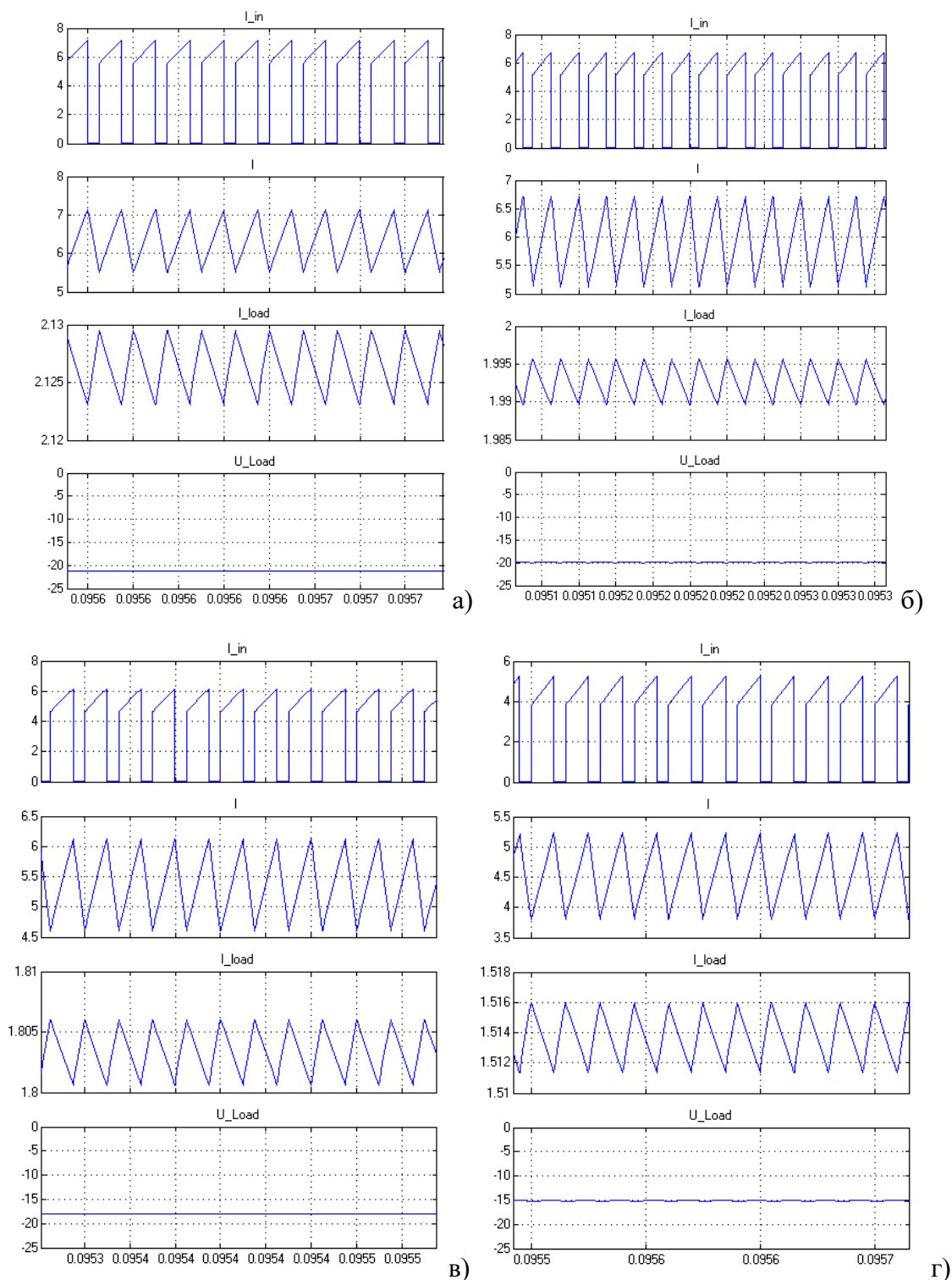


Рис. 3.7. Осцилограми роботи перетворювача при збільшенні опору дроселя на 10% (а), 25% (б), 50% (в), 90% (г)

Результати моделювання показали можливість виконувати ідентифікацію певних змін параметрів перетворювача за його часовими діаграмами струмів і напруг, оскільки зміна параметрів елементів веде як до зміни форми, так і зміни числових значень напруг і струмів.

					ДС51.511.711.001.ПЗ	Лист
Зм.	Лист	№ докум	Підпис	Дата		50

ВИСНОВКИ

Особливості функціонування напівпровідникових перетворювачів, велика різноманітність їх схем, різне функціональне призначення та існування залежних відмов в напівпровідникових перетворювачах ускладнюють процес вироблення єдиного підходу до їх діагностування.

Актуальною є задача передбачення виникнення відмов елементів перетворювачів за зміною параметрів їх елементів.

З цією метою виконано моделювання перетворювача згідно з виконаними розрахунками. Параметри елементів моделі обрані рівними розрахунковим.

Оскільки найбільший вплив у випадку поступових відмов спричиняють пасивні елементи, такі як конденсатор та котушка індуктивності, зміни в моделі виконувались саме для цих елементів.

Залежність форми струмів та напруг перетворювачів від їх внутрішніх параметрів, яка спостерігалась за результатами моделювання, підтвердила можливість їх використання як діагностичних показників.

ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Агамалов О.Н. Методика оценки технического состояния электрооборудования в реальном масштабе времени с помощью нечетких авторегрессионных моделей с внешним выходом // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск „Проблеми сучасної електротехніки”. – 2004. – Ч. 2. – С. 37-42.
2. Бережной В.П., Дубицкий Л.Г. Выявление причин отказов РЭА. – М.: Радио и связь, 1983. – 232 с.
3. Бурков В.Н., Новиков Д.А. Теория активных систем: состояние и перспективы. – М.: СИНТЕГ, 1999., Герман О.В. Введение в теорию экспертных систем и обработку знаний. – Минск.: Дизайн ПРО, 1995.
4. Герман-Галкин С.Г. Силовая электроника: Лабораторные работы на ПК. – СПб; Учитель и ученик, КОРОНА принт, 2002, – 304с., ил.
5. Домнин И.Ф., Загrevский О.П., Федоров Д.А. Алгоритм контроля АИТ на основе аппроксимации квадратичным полиномом // Технічна електродинаміка. – 2001. – Ч.3. – С.56-59,
6. Домнин И.Ф., Севрюков О.В., Вержановская М.Р. Локализация неисправностей силовой схемы автономного инвертора тока // Third International Scientific and Technical Conference on Unconventional Electromechanical and Electrical Systems. – 1997. – Vol.2 – С.547-552.
7. Дубицкий Л.Г. Предвестники отказов в изделиях электронной техники.– М.: Радио и связь, 1989. – 96 с.,
8. Жернаков С.В. Активная экспертная система комплексной диагностики и контроля ГТД //Автоматизация и современные технологии. – 2001. – № 6. – С.16-22.
9. Жернаков С.В. Базы знаний прецедентов активной экспертной системы для процесса мониторинга параметров авиационного двигателя// Автоматизация и современные технологии. – 2003. – № 2. – С.28-34.

10. Звонарев Е. Электролитические и танталовые конденсаторы Hitachi AIC// Силовая электроника. – 2007. – № 2. – С.10-14.,
11. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры: Справочник/ Г. С. Найвельт, К. Б. Мазель, Ч. И. Хусаинов и др.; Под ред. Г. С. Найвельта. – М.: Радио и связь, 1985. -576 с., ил.
12. Китаев В. Е., Бокуняев А. А. «Расчет источников электропитания устройств связи: Учеб. пособие для ин-тов связи.» – М.: Связь, 1979. 216 с.
13. Колпаков А. IGBT: инструкция по эксплуатации, или об уважительном отношении к силовой электронике // Силовая электроника. – 2007. – № 1. – С. 17-26.
14. Методические указания к курсовой работе по курсу «Преобразовательная техника» для студентов специальности «Промышленная электроника» всех форм обучения. Раздел «Стабилизированные источники питания» / Сост.: В. С. Руденко, В. Г. Морозов, В. Я. Ромашко. – Киев: КПИ, 1984. – 56с.
15. Перетворювальна техніка. Підручник. Ч.2 / Ю.П. Гончаров, О.В. Будьонний, В.Г. Морозов, М.В. Панасенко, В.Я. Ромашко, В.С. Руденко. За ред. В. С. Руденка. – Харків: Фоліо, 200. – 360 с.
16. Перетворювальна техніка. Частина 1: Підручник./ В. С. Руденко, В. Я. Ромашко, В. Г. Морозов. – К.: ІСДО, 1996.– 262 с.
17. Сокол Е.И., Якименко Ю.И., Жуйков В.Я., Вержановская М.Р. Принципы построения микропроцессорных систем управления полупроводниковыми преобразователями // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск „Силовая електроніка та енергоефективність”. – 2001. – Ч.3. – С. 43-45
18. Текст лекцій для самостійної роботи з курсу «Твердотільна електроніка» для бакалаврів електроніки / Укл. О. С. Мельник – К.: КПІ, 1993. – 336 с.

19. Технические средства диагностирования: Справочник / В.В.Клюев, П.П.Пархоменко, В.Е.Абрамчук и др.; Под общ.ред. В.В.Клюева. – М.: Машиностроение, 1989. – 672с., ил.

20. Хижняк Тетяна Андріївна. Діагностика напівпровідникових перетворювачів із застосуванням вейвлет-функцій m-ічного аргументу : Дис... канд. наук: 05.09.12 – 2008.

21. Condition Monitoring of Power Electronic Converters in Power Plants - A Review/ Sai Srinivas Manohar, Animesh Sahoo, Aravinth Subramaniam and Sanjib Kumar Panda // Proceedings of 2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 11-14 Aug. 2017

22. Fault Detection and Diagnosis of 3-Phase Inverter System/ M. S. Khanniche and M. R. Mamat-Ibrahim// Power Engineering. – 2001. – pp. 69-75.

The aim is to determine the parameters that can be used for diagnostics of semiconductor converters. For this purpose it is necessary to evaluate the sensitivity of certain characteristics of the converter to change the parameters of its elements and structure, which is advisable get the model converter. Database converter of behavior is the basis for making recommendations on the set of diagnostic parameters for specific types of converters.

In carrying out the thesis examined the templates semiconductor converters and their models among Simulink, attention is focused on changing their characteristics, including diagrams of currents and voltages when changing the load and driving conditions. The basic building blocks of models and studied the possibility of changes to simulate various faults in transformers.

A case study carried out for switched-mode power supply - a model and the influence of parameters of passive components (inductors, capacitance) on a diagram current and voltage converter. Parameters of the model is selected according to the calculations.

Explanatory note and graphical part of the project performed in accordance with current standards for technical documentation.

It would be advisable to bring some generalizations about what the chart is best used in diagnosing problems.

Semiconductor converters are an integral part of more complex objects - power for systems that operate on direct and alternating current, electric power generation systems and coordination of its parameters to the requirements of customers.

Solving the problem of diagnosing semiconductor converter involves the analysis of processes in converters based diagnostic indicators. Therefore, the task of selecting diagnostic parameters are certainly relevant.

Trouble in the converter or change parameters leads to distortion of the temporal dependencies its currents and voltages, which allows to consider them as diagnostic indicators.

In order to identify the impact parameters of transformers to view it charts currents and voltages established model in Simulink environment and obtain a plurality of charts by changing parameters RL-managers.

Technical diagnostics covers theory, methods and tools for identifying and finding defects in electrical facilities. [10]

The task of the technical diagnosis of any object is to determine the current state of his affiliation to the class of able-bodied or disabled state (Fig.1.1). So, first of all monitored performance object.

If the current state of the object is classified as inoperable, then the search for faults, the place of its origin and considered the possible cause.

Object diagnosis and means by which an diagnosing his condition, form a system of diagnosis.

Parameters such as the degree of coverage of system diagnostics object determines the speed and accuracy of search elements or blocks that led to changes in the state of the object.

For the vast majority of diagnosing objects belonging to the class of electrical devices, diagnostics performed in the course of their operation, which imposes certain restrictions on the principle of the diagnostic systems.

Unlike systems diagnostics test systems Functional diagnostics not possible selection effects test that can detect a specific type of defect, as a set of test actions in this case is determined by the algorithm of the object. Therefore, in this case, especially important is the choice of methods of diagnosis, which in a limited number of actions on an object (or even the absence of this capability) allow to determine its status and locate faults.

The process begins with gathering diagnostics data dihnostychnyh object. For this purpose, using external or built-in sensors.

The resulting diagnostic data can be [10]:

- electrical quantities that do not require additional reforms - voltage and current (fixed and variable), pulse amplitude voltage and current, frequency alternating sinusoidal voltage, pulse frequency current and voltage, time intervals characterizing pulse duration, capacitance, inductance, resistance elements;
- electrical or non-electrical values that require additional transformations - converting diagnostic data is aimed at making the most important information about the object of diagnosis;
- values assessed visually.

The decision on the current state of the object diagnosing adopted for the analysis of diagnostic data. Analysis of diagnostic data actually is compared to data collected for the current interval with data obtained in previous time intervals, data is regarded as nominal or original, or data corresponding to a known state of the object.

Semiconductor energy converters are characterized by a large variety of circuit design and algorithms operation, the operation of some of their structural shouts could significantly affect the functioning of other structure converter in the process may change as a result of switching semiconductor keys (fully managed or unmanaged general), an abrupt change of currents and voltages on the elements .

To propose hypotheses about possible causes of failures, you need some way to describe the properties of objects of analysis, ie for them to build the model.

Models can be roughly divided into regulations, signs and diagnostic [11].

Under the regulatory model refers to a description of the properties of the object to be drawn from technical standards. This model is a list of basic parameters, their measurement conditions and limits of permissible changes.

Diagnostic model provides a description of internal degradation processes that occur in the object and cause of defects in the elements that lead to emergency situations.

Symbolic model reflects the relationship between the normative and diagnostic models. It can be based on the analysis of the impact of internal processes in the individual business units on the performance of the entire building, or by establishing a direct connection between defining and diagnostic parameters.

In the case of semiconductor converters under unacceptable defect realize quantitative parameters change or modification of structural connections in converters. The consequence of the failure is the refusal of the corresponding element or circuit area.

In converters malfunctions occur through breaks and short circuit in the cell, a slow change certain parameters of the elements and access it in limits, and failure of one element can cause a breach of the distribution of currents and voltages in good part circle and thus lead to failure of other items by or for overloads of current and voltage.

Due to the principle of building block of modern semiconductor converters analyze the state napivprovidnyh keys usually can only output current and voltage switch. Testing of potential emergency situations in the same keys relies usually on their control systems that contain blocks current analysis of currents, voltages, temperatures and regulation elements within certain limits in the operation of the converter.

Significant impact on the accuracy of the converter and its operation causing passive components - resistors, capacitors, inductors, transformers, so diagnosis transducers important step is to monitor the status and these elements as well.

Statistics show that failures of power electronics [13] on the passive components account for most of the faults

Features of operation of semiconductor converters, large variety of schemes of different functions and being dependent failures in semiconductor converters complicate the process of developing a common approach to their diagnosis.

The actual problem is the prediction of occurrence of failures of transformers by changing the parameters of their elements.

To this end, Modeling converter according to the calculations. Parameters of model elements chosen level calculation.

Since the greatest impact in the event of failures causing gradual passive elements such as a capacitor and inductor, changes in the model were performed for these elements.

Dependence form of current and voltage transformers of their internal parameters is observed by simulation results confirmed the possibility of their use as diagnostic indicators.

Поз.	Найменування	Кіл.	Примітки
	<u>Резистори</u>		
R1	C2-29B – 17,8 кОм ±0,25%	1	
R2	CF-100 (C1-4)- 150 кОм ±5%	1	
R3	MF-25 - 47 кОм ±1%	1	
R4	0805- 64,9 кОм ±1%	1	
R5	CF-50- 1 Ом ±5%	1	
R6	CF-100- 750 кОм ±5%	1	
R7	MC14708- 40 Ом ±1%	1	
R9	MF-25 (с2-23) – 6,2 кОм ±1%	1	
R10	8G16D- 350 Ом ±0,1%	1	
R11	MO-50- 700 Ом ±5%	1	
	<u>Конденсатори</u>		
C1	KZH35VB47RM5X11L	1	
C2	FDFDD251U104KBFBM0	1	
C3	RD80- 63B - 330мкФ	1	
	<u>Силовий діод</u>		
VD1	18TQ050PbF	1	
	<u>Дросель</u>		
L1	PE-51512	1	
	<u>Польовий транзистор</u>		
VT1	IRFI101ON	1	
	<u>Мікросхема</u>		
DD1	TL494	1	

					ДС51.511.711.001.ПЕЗ				
Зм	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата	Цифровий акселерометр Опис проекту				
Розроб.		Топалов В.Г.							
Перевір.		Хижняк Т.А.							
Т. контр.									
Н. контр.		Батрак Л.М.							
Затверд.		Хижняк Т.А.			Лім. Аркуш Аркушів <div>КПІ ім. Ігоря Сікорського, ФЕЛ</div> <div>гр. ДС-41</div>				